

KIRIKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK ELEKTRONİK ANABİLİM DALI
YÜKSEK LİSANS TEZİ

ASENKRON MOTORLARIN KAYMA KIPLI HIZ DENETİMİ

MEHMET FATİH USLU

TEMMUZ 2005

Fen Bilimleri Enstitü Müdürünün onayı.

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

Prof. Dr. Bilal TOKLU

Anabilim Dalı Başkanı

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

Yrd. Doç. Dr. Ata SEVİNÇ

Danışman

Jüri Üyeleri

Yrd. Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR

Yrd. Doç. Dr. Eyüp TUNA

Yrd. Doç. Dr. Ata SEVİNÇ

ÖZET

ASENKRON MOTORLARIN KAYMA KIPLİ HIZ DENETİMİ

USLU, Mehmet Fatih

Kırıkkale Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Anabilim Dalı, Yüksek Lisans Tezi

Danışman : Yrd. Doç. Dr. Ata Sevinç

Temmuz 2005, 111 sayfa

Asenkron motorlar ucuz ve bakımı kolay olduğu için değişken hızlı endüstriyel motor uygulamalarında yaygın bir şekilde kullanılır. Asenkron motorlarda yüksek performanslı hız denetimi bir taraftan moment, akılar ve akımların doğrusal olmayan bir fonksiyonundan elde edildiğinden, diğer taraftan çalışma esnasında yük momenti ve motor parametreleri değiştiğinden, karmaşık denetim algoritması gerektirmektedir. Bu tezde, doğrusal olmayan, parametre belirsizliği olan ve bozucu girişlere maruz kalan sistemler için kullanılabilen kayma kipli denetim tekniklerinin, asenkron motor hız denetimi için belli başlı uygulamaları anlatılmış ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Bu uygulamaların bazılarında, kayma kipli denetimin sistem çıkışında çitirtılara sebep olması, gürültüden dolayı kalıcı durum hatasına sebep olması gibi bazı dezavantajları görülmektedir. Diğerlerinde ise bu dezavantajları gidermek için hazırlanmış denetim algoritmaları sistem parametre bilgileri gerektirir ve oldukça karmaşık yapıya sahiptir. Fakat

denetim kuralının karmaşık ve sistem parametrelerine bağılı olması da bir dezavantajdır. Bu tezde, bu dezavantajlara sahip olmayan filtreli bir kayma kipli denetleyici önerilmiştir. Önerilen bu denetleyici sistem parametreleri kullanmadığı gibi basit bir yapıya sahip olup büyük denetim algoritmasına sahip denetleyiciler gibi yüksek performans sergilemektedir.

Anahtar Kelimeler : Kayma kipli denetim, vektör kontrol, asenkron motorların hız denetimi.

ABSTRACT

SLIDING MODE SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTORS

USLU, Mehmet Fatih

Kırıkkale University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

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

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Ata Sevinç

July 2005, 111 pages

Induction motors are widely used in variable-speed industrial motor applications because of their low costs and easy maintenances. High-performance speed control of induction motors requires complicated control algorithms since the torque is obtained from a nonlinear function of fluxes and currents whilst the load torque and motor parameters vary during operation. In this thesis, main applications of sliding mode control techniques for nonlinear systems with parameter uncertainties and disturbances to speed control of induction motors have been presented and simulation results have been compared. Some of these applications have some disadvantages that the sliding mode control causes chattering at the system output and steady state error due to noise. In the others, control algorithms developed to get rid of these disadvantages require the knowledge of system parameters and have quite complicated structures. However, it is also a disadvantage that the control algorithm is complicated and parameter-dependent. A sliding mode

control algorithm without such disadvantages has been proposed in this thesis. The proposed controller does not require system parameters and exhibits a high performance despite its simple structure.

Key Words : Sliding mode control, vector control, speed control of induction motors.

TEŞEKKÜR

Bana bu konuyu öneren ve tez alıőması sırasında bilgisini ve imkanlarını paylaşmaktan çekinmeyen değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Ata SEVİNÇ'e teőekkürlerimi sunarım.

Tüm öğrenim hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen annem Arife USLU ve babam Naci USLU'ya Őukranlarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
SİMGELER DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Problem Tanımı	1
1.2. Literatür Özeti	2
1.3. Çalışmanın Amacı	8
1.4. Tezin Kısımları	9
2. MATERYAL VE YÖNTEM	10
2.1. Kayma Kipli Denetim	10
2.1.1. Kayma Yüzeyi	11
2.1.2. Denetim Kuralı	12
2.1.2.1. Denk Kontrol	14
2.1.2.2. Anahtarlamalı Denetim Kuralının Türetilmesi	15
2.1.2.2.1. Giriş Katsayısının Belirli Olduğu Durum	15
2.1.2.2.2. Giriş Katsayısının Belirsiz Olduğu Durum	18
2.1.2.3. Anahtarlamalı Denetim Kuralının Süreklilik Gösteren Denetim Kuralına Dönüştürülmesi	20

2.1.2.3.1. Farklı Referans Değerler için Sınır Katman Kalınlığının Belirlenmesi	24
2.1.2.3.1.1. Giriş Katsayısının Belirli Olduğu Durum	25
2.1.2.3.1.2. Giriş Katsayısının Belirsiz Olduğu Durum	28
2.1.2.4. İntegral Kontrol	32
2.2. Asenkron Motorların Vektörel Denetimi	33
2.2.1. Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi	37
2.2.2. Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi	40
3. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA	43
3.1. Kayma Kipli Denetimin Asenkron Motor Uygulamaları	43
3.1.1. Motor Faz Gerilimlerini Doğrudan Anahtarlayan Kayma Kipli Denetleyici (DAKKD)	43
3.1.1.1. Tasarımda Kullanılan Model Denklemleri	43
3.1.1.2. Denetim Algoritmasının Türetilmesi	45
3.1.1.2.1. Anahtarlama Fonksiyonlarının Seçilmesi	45
3.1.1.2.2. Kayma Kipli Denetleyici Tasarımı	46
3.1.1.2.3. Akımlara Sınırlama Getirilmesi	52
3.1.1.3. Yorum	53
3.1.2. Dengeli Üç Faz Gerilimi Sağlayan Doğrudan Anahtarlama Kipli Denetleyici (DFKKD)	53
3.1.2.1. Tasarımda Kullanılan Model Denklemleri	54
3.1.2.2. Denetim Algoritmasının Türetilmesi	55
3.1.2.2.1. Anahtarlama Fonksiyonlarının Seçilmesi	56
3.1.2.2.2. Kayma Kipli Denetleyici Tasarımı	57
3.1.2.3. Yorum	63

3.1.3. Kaskad Yapı Performansına Sahip Tek Kontrol Çevrimli Kayma Kipli Denetim (KPKKD)	64
3.1.3.1. Tasarımda Kullanılan Model Denklemleri	65
3.1.3.2. Denetim Algoritmasının Türetilmesi	66
3.1.3.2.1. Anahtarlama Fonksiyonlarının Seçilmesi	67
3.1.3.2.2. Kayma Kipli Hız Denetleyici Tasarımı	67
3.1.3.2.3. Kayma Kipli Akı Denetleyici Tasarımı	72
3.1.3.3. Yorum	75
3.1.4. Filtreli Kayma Kipli Denetleyici (FKKD)	76
3.1.4.1. Geliştirilen Kayma Kipli Denetim Yöntemi	77
3.1.4.2. Asenkron Motorların Hız Kontrolü Uygulaması	82
3.1.4.2.1. Tasarımda Kullanılan Model Denklemleri	82
3.1.4.2.2. Denetim Algoritmasının Türetilmesi	83
3.1.4.2.2.1. Anahtarlama Fonksiyonlarının Seçilmesi	83
3.1.4.2.2.2. Kayma Kipli Hız Denetleyici Tasarımı	84
3.1.4.2.2.3. Kayma Kipli Akı Denetleyici Tasarımı	84
3.1.4.2.3. Akımlara Sınırlama Getirilmesi	85
3.1.4.3. Yorum	86
3.2. Karşılaştırmalı Simülasyonlar	86
3.2.1. Simülasyon Parametreleri	87
3.2.2. Simülasyon Sonuçları	89
3.2.3. Genel Yorumlar	101
4. SONUÇ	104
4.1. Genel Sonuçlar	104
4.2. Gelecek Çalışma	106

KAYNAKLAR 108

ÇİZELGELER DİZİNİ

ÇİZELGE

- 3.1. Evirici çıkış voltajları, u stator voltajları ve q anahtarlama fonksiyonlarının arasındaki ilişkiler 60

ŞEKİLLER DİZİNİ

ŞEKİL

2.1. Kayma Şartı	13
2.2. İkinci mertebeden bir sistem için kayma değişkeni ve kayma şartının grafiksel yorumu	13
2.3. İkinci mertebeden bir sistemin denetim kuralına $k_{sgn}(s)$ ifadesinin eklenmesiyle yörüngelerin çıtırdaması	16
2.4. e sınırının s sınırından elde edilmesi	21
2.5. $e^{(i)}$ sınırlarının s sınırından elde edilmesi	22
2.6. İkinci mertebeden bir sistem için sınır katmanı	24
2.7. Kapalı çevrim hata dinamiklerinin yapısı	27
2.8. Giriş ve durum değişkenlerinin $\alpha - \beta$ ve $d - q$ eksenlerine göre konumları	35
2.9. Rotor akısının $\alpha - \beta$ ve $d - q$ eksenlerine göre durumu	38
2.10. Doğrudan vektör kontrolü blok şeması	39
2.11. Dolaylı vektör kontrolü blok şeması	41
3.1. DAKDD'yi kullanan sürücü sistemin blok şeması	45
3.2. Kayma yüzeyleri uzayı	50
3.3. DFKDD'yi kullanan sürücü sistemin blok şeması	56
3.4. Eviricinin yıldız bağlantı ile motora bağlanması	59
3.5. KPKDD'yi kullanan sürücü sistemin blok şeması	66
3.6. Sistem yörüngelerinin sabit hata değişimi ile kayma yüzeyine gidişi	69
3.7. İkinci mertebeden bir sistem için sınır katmanı, anahtarlama genliğini azaltma katmanı ve filtreleme katmanı	79
3.8. Önerilen denetim kuralı	80

3.9. FKDD'yi kullanan sürücü sistemin blok şeması	83
3.10. Hız sonuçları	90
3.11. Hız hatası sonuçları	91
3.12. Rotor akısı sonuçları	94
3.13. i_{ds} akımı sonuçları	96
3.14. i_{qs} akımı sonuçları	97
3.15. Düşük hız sonuçları	99
3.16. Düşük hızlarda hız hatası sonuçları	100

SİMGELER DİZİNİ

$\alpha - \beta$	Sabit referans eksenleri
$d - q$	Döner referans eksenleri
f_d	Sürtünme katsayısı
i_{ds}, i_{qs}	Stator akımının d ve q eksen bileşenleri
i_r	Rotor akım vektörü
i_s	Stator akım vektörü
J	Toplam eylemsizlik momenti
L_r	Rotorun toplam endüktansı
L_s	Statorun toplam endüktansı
M	Rotor ve stator sargılarının ortak endüktansı
n_p	Kutup çifti sayısı
p	Laplace dönüşüm değişkeni
R_r	Rotor direnci
R_s	Stator direnci
s	Kayma değişkeni
$S(t)$	Kayma yüzeyi
T_e	Elektromekanik moment
T_L	Yük momenti
τ_r	Rotor zaman sabiti
τ_s	Stator zaman sabiti

u	Sistemin kontrol girişı
v_s	Stator voltaj vektörü
v_{ds}, v_{qs}	Stator voltajının d ve q eksen bileşenleri
ω_g	Genel referans çerçevesi elektriksel hızı
ω_r	Elektriksel rotor hızı
ω_s	Elektriksel senkron hız
ω_{sl}	Kayma (elektriksel rad/s)
x	Sistem çıkışı
\mathbf{x}	Sistem durum vektörü
x_d	Sistem çıkışının referans değeri
ψ_{dr}, ψ_{qr}	Rotor akısının d ve q eksen bileşenleri
ψ_r	Rotor akısı
ψ_s	Stator akısı
θ_s	Rotor akı vektörüyle α eksenini arasındaki açı
σ	Kaçak sabiti
*	Referans değerleri belirtir
^	Tahmini değerleri belirtir
$O(\epsilon)$	ϵ 'a göre birinci veya daha yüksek dereceli terimler

1. GİRİŞ

Asenkron motorlar basit yapıları, az bakım gerektirmeleri ve dayanıklı olmaları nedeniyle sanayide yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Özellikle mikroişlemci, güç elektroniği elemanları ve sayısal sinyal işleyiciler alanındaki gelişmelerle, asenkron motorların hız ve pozisyon denetimleri önem kazanmıştır.

1.1. Problem Tanımı

Asenkron motorlarda moment, akılar ve akımların doğrusal olmayan bir fonksiyonundan elde edilir. Asenkron motorlar doğrusal olmayan yapılarından dolayı karmaşık denetim algoritmaları gerektirmektedirler. Bu zorluğun üstesinden vektör kontrol teknikleriyle gelinebilmektedir^(1,2). Vektör kontrol teknikleriyle akı ve akımlar birbirinden kolayca ayrıştırılır. Böylece hız, serbest uyarımalı doğru akım motorlarındaki gibi belli şartlarda doğrusal olarak denetlenebilir duruma gelir. Vektör kontrol tekniklerini kullanan sürücülerde geleneksel PI denetleyicileri yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat çalışma esnasında yük ve motor parametreleri değiştiği için PI denetleyicilerden yüksek performans alınamamaktadır. Yüksek performans için literatürde adaptif kontrol, değişken yapılı kontrol ve kayma kipli denetim gibi doğrusal olmayan çeşitli kontrol teknikleri önerilmiştir. Adaptif denetleyici yapısı ile kıyaslandığında kayma kipli denetleyici yapısının daha basit olduğu görülür ve kontrol sinyalinin hesaplanması için gereken işlem daha azdır. Aynı zamanda parametre belirsizliklerinin ve bozucu girişlerin sınırları bilindiğinde,

parametre değişimlerinde ve ani bozucu etkilerde kayma kipli denetleyiciler daha iyi performans sergilemektedirler⁽³⁻⁶⁾.

Kayma kipli denetim tekniğiyle yüksek (n.) mertebeden sistem denetimi birinci mertebeden sistem denetimi problemine dönüştürülür. Birinci merteden sistemlerin denetimi yüksek mertebeden sistemlerin denetimine göre daha kolaydır. Birinci mertebeden sistem yörüngeleri arzulan değerlerine ulaştıklarında sistemin diğer yörüngeleri ((n-1). mertebeden yörüngeleri) kısa bir süre içinde kendiliğinden arzulan değerlerine ulaşırlar. Asenkron motor beşinci mertebeden bir sistemdir. Akı ve hız ayırıştırıldıktan sonra ise, iki adet ikinci mertebeden sistem haline gelir. Diğer taraftan moment, akı ve akımların doğrusal olmayan ilişkisinden meydana gelmektedir. Doğrusal olmayan sistemlere de uygulanabilen kayma kipli denetim, asenkron motorlar için uygun bir denetim tekniğidir. Denetim kuralında anahtarlama fonksiyonu bulunmasından dolayı belirsizliklere ve bozucu etkilere karşı iyi bir performans sağlar. Fakat bu anahtarlama fonksiyonu sistem yörüngelerinde çırtıya (istenen değer civarında salınım) sebep olmaktadır. Diğer taraftan denetleyici girişi hata ve hatanın türevini kullandığından gürültüye karşı hassastır. Bu sorunlar asenkron motorların kayma kipli hız ve pozisyon denetimini zorlaştırmaktadır. Literatürde bu ve benzeri sorunları çözmek için bir çok çalışma bulunmaktadır.

1.2. Literatür zeti

Kayma kipli denetim teorisi elektromekanik devinim kontrolü alanında uygulanabildiği için bu teoriye olan ilgi zamanla artmıştır. Literatürde kayma kipli denetim teorisi ile ilgili bir çok kaynak⁽⁶⁻¹¹⁾ bulunmaktadır. Bu teorinin asenkron motorlara uygulanması fikri ilk kez 1978 yılında D. Izosimov ve arkadaşları⁽¹²⁾

tarafından öne sürülmüştür⁽¹³⁾. O zamandan günümüze kadar asenkron motorların kayma kipli hız ve pozisyon denetimi üzerine bir çok araştırma ve uygulama yapılmıştır. Kayma kipli asenkron motor uygulamaları incelendiğinde, KKD'nin (kayma kipli denetleyici) en fazla rotor akı yönlendirmeli asenkron motor kontrol yöntemlerinde kullanıldığı anlaşılmaktadır. Bu uygulamalarda KKD'nin bazı dezavantajları (örneğin çıtırtı, kalıcı durum hatası vs.) giderilmeye çalışılmıştır.

Sabanovic ve Izosimov⁽⁴⁾, un çalışması kayma kipli pozisyon ve hız denetimi yapılan ilk asenkron motor uygulamalarındandır. Denetim kuralı oldukça basit bir yapıya sahiptir. Fakat kararlılık için teorik garanti, kayma değişkenleri alt uzayının sadece küçük bir bölgesinde sağlanabilmektedir.

Kayma kip tekniği, denetim kuralında anahtarlama fonksiyonu içerdiğinden sistem yörüngelerinde çıtırtı meydana gelmektedir. Bu yüzden kayma kipli denetleyiciler, motor uygulamalarında akım harmonikleri, moment titreşimleri ve akustik gürültü gibi zararlı etkilere sebep olmaktadır. Bu dezavantaj yüksek performanslı asenkron motor sürücülerini için doğal bir şekilde yok edilememektedir. Örneğin eviricinin darbe genişlik modülasyon frekansı yükseltildiğinde çıtırtı genliği azalır fakat tamamen yok olmaz. Özellikle pozisyon kontrolünde bu durum hiç istenmez. Bazı çalışmalarda⁽¹⁴⁻¹⁹⁾ çıtırtıyı gidermek için denetim kuralının anahtarlama fonksiyonu yerine, sistem kararlılığını sağlayan ve süreklilik gösteren fonksiyon kullanılmıştır. Won ve arkadaşları⁽¹⁴⁾, çıtırtıyı önlemek için doğrusal durum geri beslemesi ile geleneksel kayma kipli denetimin birlikte kullanılarak türetildiği bir algoritma kullanmışlardır. Faqir ve arkadaşları⁽¹⁵⁾, denetim kuralındaki anahtarlama fonksiyonunun yerine anahtarlama kazancına sahip değişken yapıli denetim ile doğrusal geri besleme yapmışlardır. Jezernik⁽¹⁶⁾, anahtarlama

fonksiyonunun yerine ivme değerinin ve bozucu moment değerinin tahmini bilgisini içeren bir fonksiyon kullanmıştır. Pan ve arkadaşları^(17,18), ırtırsız moment geçişi elde etmek için ayrıca ani moment denetim algoritması kullanmışlardır. Literatürde, ırtırtıyı azaltmak için kullanılan tek yöntem anahtarlama fonksiyonu yerine süreklilik gösteren fonksiyonun kullanılması değildir. Kayma kipli pozisyon denetimi yapan Park ve Kim⁽²⁰⁾, ırtırtıyı azaltmak için kayma kipli pozisyon denetleyici çıkışı ile alan yönlendirmeli motor denetleyici girişi arasına hata fonksiyonuna bağlı olarak band genişliği değişebilen alçak geçiren bir filtre kullanmışlardır. Diğer bir yöntem de akı ve hız değişimlerinin sabit tutulmasıdır. Cupertino ve arkadaşları⁽²¹⁾, kalıcı durum hatasından yola çıkararak, akı ve hız değişimlerini sabit tutacak kayma kipli denetim algoritması geliştirmişlerdir. Bu yöntemle bu nicelikler karşılıklı olarak birbirlerini daha az etkiledikleri için çırtırtı farkedilir şekilde azalmıştır. Ayrıca bu algoritma kalıcı durum hatasını da sıfır yapmaktadır.

Asenkron motorların vektörel denetimlerinde, tasarımı basitleştirmek için indirgenmiş ikinci mertebeden matematiksel motor modeli kullanılabilir. İkinci mertebeden model, vektörel denetimle rotor akısı ve momentin ayrıştırılmış olduğu varsayımı altında türetilir ve sistemin tüm özelliklerini içermemektedir. Motor parametreleri sıcaklık, akım genişliği, frekans ve doyum ile değişmektedir. Parametreler değiştiği için ayrıştırma şartı sağlanmamakta ve denge durumu bozulmaktadır. Bu vektörel denetim yöntemlerinden birisi olan dolaylı vektör kontrol yöntemi özellikle rotor zaman sabitinin değişimine çok hassastır. Ayrıştırmanın bozulması, sadece parametre değişimlerinde değil aynı zamanda hızın bir referans değerden diğerine geçişinde ve yük momenti uygulandığında da meydana gelebilmektedir. Bu problemi gidermek için değişik yaklaşımlar olmuştur. Chan ve arkadaşları^(22,23), denetim kuralının türetilmesinde eşitlikler yerine eşitsizlikler

kullanılmaktadırlar. Bu yüzden motor parametreleri değiştiğinde kayma kip kararlılığı ve vektör kontrolün bağımsız kontrol özelliği eşitsizlik sağlandığı sürece çökmemektedir. Qi ve Hofit⁽²⁴⁾, hız için rotor akı bilgisini içeren ve bu yüzden doğrusal olmayan bir kayma yüzeyi kullanmışlardır. Rotor akısı referans değerine oturduğunda hızın kayma yüzeyi doğrusal hale gelmektedir. Mohamed ve arkadaşlarının çalışmasında⁽²⁵⁾, PI denetleyici kullanan alan yönlendirme denetimi ve kayma kipli denetim bir arada kullanılmaktadır. Bu yöntemdeki düşünce tüm denetim eylemlerini iki parçaya ayırmaktır. Bunlardan birisi alan yönlendirme denetiminden elde edilen nominal sürekli denetim kısmı, diğeri bozucu etkileri ve parametre belirsizliğini yok etmek için kayma kipli denetimden elde edilen anahtarlama denetim kısmıdır.

Anahtarlama yüzeyi hatanın türevini içerdiiği için KKD'ler gürültüye karşı hassastırlar. Gürültü, KKD kullanan sistemlerde kalıcı durum hatasına sebep olmaktadır. Hatanın türevi alçak geçiren filtreden geçirilerek kullanıldığında, KKD'ler gürültüden az etkilenmektedirler fakat sistem performansı da düşmektedir. Literatürde, bu problemi gidermek için yapılmış bazı çalışmalar bulunmaktadır. Shyu ve Shieh⁽²⁶⁾, çalışmalarında değişken yapıli anahtarlama yüzeyi kullanmışlardır. Önerilen anahtarlama yüzeyi, hatanın türevini kullanmamakta ve integratör içermektedir. Neves ve arkadaşları⁽²⁷⁾, sistem yörüngeleri sınır katmanına ilk kez ulaştığında onları bu bölgeye hapsedecek yeni bir denetim kuralı kullanılmaktadırlar. Damiano ve arkadaşlarının⁽²⁸⁾ çalışmalarında ise kayma yüzeyi hatanın integralinden elde edilmektedir. Buna karşılık, anahtarlama fonksiyonu için gerekli olan işaret, kayma yüzeyinden ekstremum değer tekniği ile belirlenmektedir.

Literatürde, KKD kullanan asenkron motor sürücülerinin daha güvenilir, gürültü ve ani yük gibi bozucu etkilere karşı daha gürbüz olmasını sağlamak amaçlı değişik yaklaşıma sahip başka uygulamalar da mevcuttur. Dunnigan ve arkadaşları⁽²⁹⁾, kayma kipli denetimin Slotine yaklaşımını⁽⁶⁾ kullanmışlardır. Slotine yaklaşımında, anahtarlama fonksiyonu sadece belirsizlikler için kullanılmaktadır. Bu yüzden sistem çıkışında daha az çırtırtı meydana gelmektedir. Fakat güzel sonuçlar alabilmek için belirsizlik sınırının iyi bilinmesi ve sistem çıkışının doğru ölçülmesi gerekmektedir. Rios-Gastelum ve arkadaşları⁽³⁰⁾, belirsizliklerin tasarım sırasında belirlenmiş sınırlardan büyük olması halinde sistem performansını düşürmeyecek bir algoritma kullanmışlardır. Madani ve arkadaşları⁽³¹⁾, dört adet KKD kullanarak kaskat bir yapı kurmuşlardır. Bu kaskat yapıyla sürücü, parametre değişimlerine ve ani yüke karşı iyi bir davranış sergilemektedir. Diğer taraftan motoru aşırı akım ve gerilimlerden korumak için akım ve gerilimlere sınırlama getirilebilmektedir. Floquet ve arkadaşları⁽³²⁾, hız denetimi için ikinci mertebeden kayma kipli denetleyici, rotor akı bilgisini elde etmek için birinci mertebeden kayma kipli gözleyici kullanmışlardır. İkinci mertebeden kayma kip kullanmanın ana avantajı birinci mertebeden sistem yörüngelerinin referans değerlerine hızlı bir şekilde ulaşmasını sağlamasıdır. Aynı zamanda harici bozucu etkilere ve parametrik belirsizliklere karşı oldukça duyarsızdır. Fakat sistem yörüngelerinde yüksek frekanslı çırtırtıya sebep olmaktadır.

Kayma kipli denetleyicilerin geleneksel tasarımı karmaşık işlemler gerektirmektedir. Özellikle ayrıştırma yapılmamış sistem modellerinin matris işlemleri oldukça sıkıcı ve uğraştırıcıdır. Geleneksel tasarım işlemlerini basitleştirmek için bazı yöntemler^(13,33) kullanılmıştır. Soto ve Yeung⁽¹³⁾, tasarım sırasında simetrik kesin pozitif bir matris bulunması halinde tasarımın basitleşeceğini

göstermişlerdir. Literatürde çok karşılaşılan diğer bir yöntem de modelin basitleştirilmesidir. Hashimoto ve arkadaşları⁽³⁴⁾, çalışmalarında ikinci mertebeden indirgenmiş motor modeli kullanmışlardır. Fakat indirgenmiş model sistemin tüm durumlarını içermediği için her zaman iyi sonuç vermemektedir. Diğer bir basitleştirme yöntemi de tekil karıştırma yöntemidir. Tekil karıştırma yönteminin önemli avantajlarından birisi sistemin tüm özelliklerini araştırmayı mümkün kılmasıdır. Alvarez-Gallegos ve arkadaşlarının^(35,36) çalışmalarında, motor modelinden tekil karıştırma yöntemiyle birinci ve üçüncü mertebeden olmak üzere iki çeşit model elde edilir. Birinci mertebeden model ile yavaş değişim gösterecek kontrol sinyalini sağlayan denetim kuralı, üçüncü mertebeden model ile hızlı değişim gösterecek kontrol sinyali sağlayan denetim kuralı elde edilir.

Kayma kipli denetleyicinin denetim kuralında bulunan anahtarlama fonksiyonu, darbe genişlik modülasyonu kullanmadan eviriciyi doğrudan anahtarlama fikrini vermiştir. Doğrudan moment kontrol tekniğinde de evirici doğrudan anahtarlanmaktadır. Doğrudan moment kontrol uygulaması yapan Romero ve Valla⁽³⁷⁾, çalışmalarında kayma kipin bu özelliğini kullanmaktadırlar. Diğer vektör kontrol yöntemlerini kullanan bazı çalışmalarda^(4,13,24,28,38) da KKD'ler kayma değişkenleri aracılığıyla eviriciyi doğrudan anahtarlamaktadır.

İstenen hızı ve pozisyonu elde etmek için moment ve akı denetimleri dışında yapılan denetimler de literatürde mevcuttur. Abed ve Khanniche⁽³⁹⁾'in çalışmalarında hız, KKD ile motor kayması regüle edilerek denetlenmektedir. Bu yapıda sabit akı altında moment-kayma karakteristiğinin doğrusal olan düşük kayma bölgesi kullanılarak, kayma komutu için gerekli moment doğrusal olarak hesaplanmaktadır. Hashimoto ve arkadaşları⁽³⁴⁾ hız denetimini, kayma ve faz denetimiyle

sağlamaktadırlar. Guerreiro ve Silva⁽⁴⁰⁾, nın çalışmalarında ise pozisyon denetimi sadece kayma kipli faz kontrolü (stator gerilimini çapsal ters çevirme) ile yapılmaktadır.

Kayma kipli denetim tekniği ile adaptif, bulanık mantık, yapay sinir ağları, genetik algoritma kontrol tekniklerinin beraber kullanılmalarıyla geliştirilmiş bir çok asenkron motor sürücü çalışmaları⁽⁴¹⁻⁵⁷⁾ da literatürde mevcuttur. Bu sürücü sistemler oldukça karmaşık yapıya sahip oldukları gibi fazlaca işlem gerektirmektedirler. Aynı zamanda kayma kipli denetimin basit yapısını bozmaktadırlar.

1.3. Çalışmanın Amacı

Kayma kipli asenkron motor hız ve pozisyon denetiminin literatürde bir çok uygulaması bulunmaktadır. Bu çalışmada, benzer tasarım anlayışına sahip olan uygulamalar gruplandırılmış ve her bir grup içerisinde en belli başlı olan uygulama seçilerek incelenmiştir. Çalışmanın amacı, bu seçilmiş olan uygulamaların gerçekleştirilebilirliğinin, birbirlerine olan avantaj ve dezavantajlarının incelenmesi ve karşılaştırılmasıdır. Bunun için denetim kurallarının nasıl türetildiği anlatılmakta ve simülasyon sonuçları gösterilmektedir.

Literatürdeki çalışmalar arasında performansları yüksek olanlar, karmaşık denetim algoritmasına sahiptir. Basit yapıya sahip olanlar ise sanayide kullanmak için bir çok dezavantaja sahiptir. Çalışmanın diğer bir amacı asenkron motorların hız denetimi için, basit bir yapıya sahip olmasına rağmen iyi performans sağlayacak kayma kipli denetleyici geliştirilmesidir. Bu kayma kipli denetleyicinin gürültü, parametre belirsizliği ve diğer harici bozucu etkilere karşı gürbüz olması, sistem

çıkışında az çırtıya neden olması ve kalıcı durum hatasına neden olmaması amaçlanmaktadır. Karşılaştırmalar önerilen KKD yöntemini de içermektedir.

1.4. Tezin Kısımları

Birinci bölümde asenkron motorların hız ve pozisyon denetimi için neden kayma kipli denetleyici kullanıldığı anlatılmaktadır. Literatür özeti ve çalışmanın amacı da bu bölümdedir.

İkinci bölümde doğrusal olmayan yüksek (n.) mertebeden sistemlerin kayma kipli denetimi anlatılmaktadır. Ayrıca anahtarlamalı ve süreklilik gösteren denetim kurallarının, giriş katsayısı belirli ve belirsiz olan sistemler için nasıl türetildiği gösterilmiştir. Çırtıyı azaltmak için kullanılan sınır katmanının farklı referans değerler için nasıl türetildiği ve denetim kuralında nasıl kullanıldığı da bu bölümdedir. Ayrıca bu bölümde asenkron motorların doğrudan vektör kontrolü ve dolaylı vektör kontrolü anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde seçilmiş motor uygulamalarının denetim yapıları ve denetim kurallarının nasıl türetildiği anlatılmaktadır. Önerilen denetleyici ve asenkron motor uygulamasının anlatımı da bu bölümdedir. Ayrıca uygulamaların simülasyon sonuçları gösterilmekte ve karşılaştırılmaktadır. Bu karşılaştırmalara PI denetleyici kullanan dolaylı vektör denetimi sağlayan sürücü de ilave edilmiştir.

Dördüncü bölümde genel sonuçlar ve bu tezden hareketle gelecekte neler yapılabileceği anlatılmıştır.

2. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu bölümde, kayma kipli denetim ve asenkron motorların vektörel denetimi anlatılmaktadır. Birinci kısmında, kayma kipli denetim yapısı, doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü için kayma kipli denetleyicilerin parametreleri ve denetim kuralının türetilmesi anlatılmaktadır. İkinci kısımda, asenkron motorların girişlerinin ayrıştırılmasına ve doğrusal hız-moment denetimine olanak sağlayan vektör kontrolünden bahsedilmektedir. Vektör kontrolü, kayma kipli motor uygulamalarında girişlerin etkilerini ayrıştırma amaçlı kullanılan bir yöntemdir.

2.1. Kayma Kipli Denetim

Doğrusal olmayan sistemlerde iki tip model belirsizliği hatası olabilmektedir. Bu belirsizlikler bu sistemlerde kötü etkilere sebep olmaktadır. Bunlardan birisi sistem parametrelerinin doğru bilinmeyişiinden kaynaklanan parametrik belirsizlik (modelin terimlerindeki belirsizlik) diğeri ise sistem dinamiklerinin basitleştirilmiş olarak ifade edilmesinden kaynaklanan modelleme belirsizliğidir (modellenmemiş dinamikler).

Sezgisel olarak, doğrusal olmayan veya belirsizlik olan birinci mertebeden sistemlerin denetimini yapmak, n. mertebeden sistemlerin denetimini yapmaya göre daha kolaydır. Kayma kipli denetim yapısı ile n. mertebeden denetim problemi, birinci mertebeden bir denetim problemine çevrilir. Birinci mertebeye çevrilen alt sistemde parametre belirsizliği olmasına rağmen aşırı denetim işlemleri (yüksek frekanslı anahtarlama) pahasına iyi bir performans elde edilebilmektedir. Aşırı

denetim işlemlerinin olması, modelleme hatası veya sistemde ihmal edilmiş dinamiklerin olmasından kaynaklanmaktadır.

2.1.1. Kayma Yüzeyi

Tek girişli n. mertebeden bir sistem göz önüne alınırsa;

$$x^{(n)} = f(\mathbf{x}) + b(\mathbf{x})u \quad 2.1$$

burada skaler x sistemin ilgilenilen çıkışı, skaler u kontrol girişi ve $\mathbf{x} = [x \quad \dot{x} \quad \dots \quad x^{(n-1)}]^T$ ise durum vektörüdür. Denklemdaki $f(\mathbf{x})$ genellikle doğrusal değildir; fakat $f(\mathbf{x})$ 'de bulunan belirsizlik \mathbf{x} 'in bilinen sürekli bir fonksiyonu ile mutlak değerce sınırlıdır. Aynı şekilde $b(\mathbf{x})$ fonksiyonu da, \mathbf{x} 'in sürekli fonksiyonuyla işareti ve sınırı bellidir.

Denetimin amacı, $f(\mathbf{x})$ ve $b(\mathbf{x})$ 'de model hatalarının olması halinde $\mathbf{x}_d = [x_d \quad \dot{x}_d \quad \dots \quad x_d^{(n-1)}]^T$ referans durumunu izleyecek \mathbf{x} durumunu elde etmektir. n boyutlu \mathbf{x}_d vektörünün izleme problemini birinci mertebeden kararlılık problemine çevirmek için, $S(t)$ kayma yüzeyi $s(\mathbf{x};t) = 0$ skaler denklemi ile \mathfrak{R}^n durum uzayında zamanla değişen biçimde tanımlanır⁽⁶⁾:

$$s(\mathbf{x};t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e \quad 2.2$$

Burada $e = x - x_d$, x değişkenindeki izleme hatası ve $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_d = [e \quad \dot{e} \quad \dots \quad e^{(n-1)}]^T$ izleme hata vektörüdür. λ ise pozitif bir sabittir ve band genişliği olarak adlandırılır. 2.2 denkleminde anlaşıldığı gibi ikinci mertebeden ($n = 2$) bir sistem için $s = \dot{e} + \lambda e$, üçüncü mertebeden bir sistem için

$s = \ddot{e} + 2\lambda\dot{e} + \lambda^2 e$ 'dir. Başlangıç şartının

$$\mathbf{x}_d(0) = \mathbf{x}(0) \quad 2.3$$

olduğu varsayılır⁽⁶⁾.

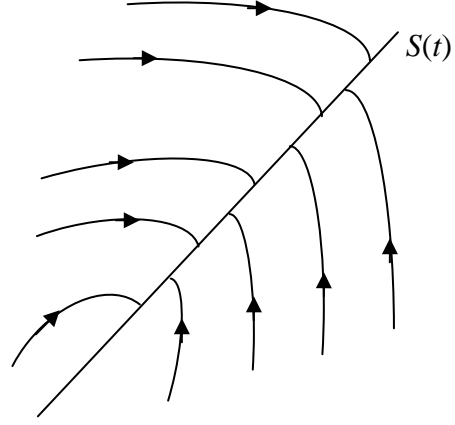
2.3 başlangıç şartı ve $\mathbf{e} \equiv 0$ olması halinde $s \equiv 0$ olur ve böylece $t > 0$ için $S(t)$ yüzeyi üzerinde kalınmış olur (2.3 varsayımı altında). 2.2 denklemi ile n boyutlu \mathbf{x}_d vektörünün izleme problemi, s 'ye göre birinci mertebeden kararlılık problemine dönüştürülmüş olur. Çünkü $s, e^{(n-1)}, \dots, \dot{e}, e$ değişkenlerini içermektedir. $s \equiv 0$, sürekli durumdaki çözümü $\mathbf{e} \equiv 0$ olan doğrusal bir diferansiyel denklemdir.

2.1.2. Denetim Kuralı

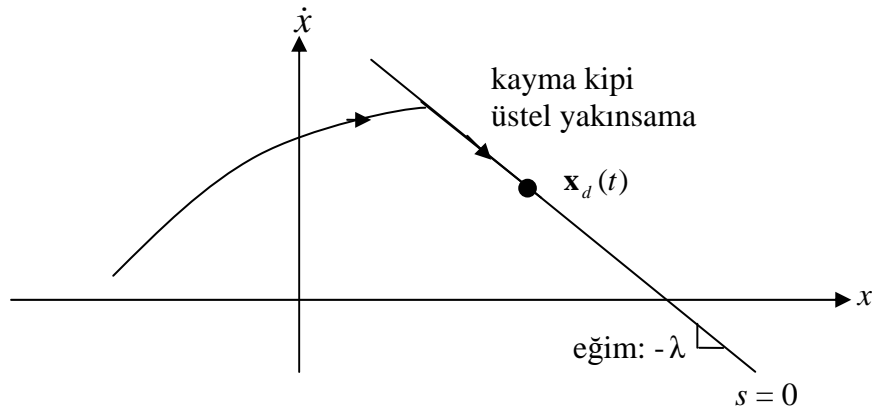
2.1 sistemindeki u için s 'yi sıfıra gitmeye zorlayacak denetim kuralı şöyle bir Lyapunov kararlılık şartı ile türetilir:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s| \quad 2.4$$

Burada η pozitif bir sabittir. Lyapunov kararlılık şartıyla s^2 enerji fonksiyonu tüm sistem yörüngeleri boyunca azalır. Bu durum Şekil 2.1'de gösterildiği gibidir. Şekilden de görüldüğü gibi yüzeyden uzakta olan yörüngeler $S(t)$ yüzeyine taşınmaktadır. Literatürde $S(t)$ yüzeyinden *kayma yüzeyi*, 2.4 koşulundan da *kayma şartı* olarak bahsedilir. Sistem yörüngeleri bir kez yüzeye ulaştığında yörüngeler kayma yüzeyinde kalır ve bu durum *kayma kipi* olarak adlandırılır. Bu durum Şekil 2.2'de görülmektedir. $s = 0$ yüzeyine gelindiğinde izleme hatası üstel olarak sıfıra gider.



Şekil 2.1. Kayma Şartı



Şekil 2.2. İkinci mertebeden bir sistem için kayma değişkeni ve kayma şartının grafiksel yorumu

2.1.2.1. Denk Kontrol

2.1 sistemindeki u için s 'yi sıfıra gitmeye zorlayacak denetim kuralının yalın hali şöyledir:

$$u = -k \operatorname{sgn}(s)$$

Burada k sabit bir değer, sgn ise işaret fonksiyonudur.

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

Sisteme bu giriş uygulandığında s kayma yüzeyinde çitirtı (kayma yüzeyi civarında salınım) oluşur. Bunun sebebi giriş sinyalinin, ara değerler vermeyen sgn anahtarlama fonksiyonu içermesinden kaynaklanmaktadır. Sistem yörüngelerinin kayma yüzeyinde tutulabilmesi ve süreklilik sağlanması için

$$\dot{s} = 0 \quad \mathbf{2.5}$$

olması gerekir. 2.5 denklemini kontrol girişi u için çözümlerse *denk kontrol* olarak isimlendirilen bir kontrol fonksiyonu elde edilir^(6,11). Süreklilik gösteren bu fonksiyon sisteme giriş olarak uygulandığında, sistem yörüngeleri hep kayma yüzeyinde kalır. Örneğin ikinci mertebeden şöyle bir sistem için

$$\ddot{x} = f + u$$

denk kontrol bulunmak istenirse;

$$s = \dot{e} + \lambda e$$

$$\dot{s} = \ddot{e} + \lambda \dot{e} = \ddot{x} - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e} = f + u - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e} = 0$$

buradan kontrol sinyali u çekilerek

$$u_{eq} = -f + \ddot{x}_d - \lambda \dot{e} \quad \mathbf{2.6}$$

denk kontrol kuralı elde edilir. Bu fonksiyonu giriş olarak alan sistem, kayma kipindeyken

$$\ddot{x} = f + u_{eq} = \ddot{x}_d - \lambda \dot{e} \quad 2.7$$

durumuna gelir.

2.1.2.2. Anahtarlamalı Denetim Kuralının Türetilmesi

Doğrusal olmayan $x^{(n)} = f(\mathbf{x}) + b(\mathbf{x})u$ gibi sistemlerde $b(\mathbf{x})$ giriş katsayısında belirsizlik olabilmektedir. En iyi performans için, belirsizlik olan ve belirsizlik olmayan giriş katsayısına sahip sistemler için farklı denetim kuralları elde edilmektedir.

2.1.2.2.1. Giriş Katsayısının Belirli Olduğu Durum

Denetim kuralı türetilmeden önce 2.4 kayma şartını sağlamak için $f(\mathbf{x})$ 'deki belirsizlik sınırlarının bilinmesi gerekmektedir. Örneğin ikinci mertebeden şöyle bir sistemin kayma kipli denetiminin yapılacağı kabul edilsin:

$$\ddot{x} = f + u \quad 2.8$$

Burada f dinamiğinin (belki doğrusal değil veya zamanla-değişen) kesin olarak bilinmediği fakat f dinamiğinde tahmin edilen hatanın bilinen $F = F(x, \dot{x})$ fonksiyonu ile şu şekilde sınırlı olduğu farzedilsin:

$$|\hat{f} - f| \leq F \quad 2.9$$

Burada \hat{f} , f 'nin tahminidir. 2.2 denklemine göre $s = 0$ kayma yüzeyi şöyle tanımlanır:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right) e = \dot{e} + \lambda e \quad 2.10$$

$$s.\dot{s} \leq -\eta |s|$$

$$s.(f - \hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda \dot{e} - k \operatorname{sgn}(s) - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e}) \leq -\eta |s|$$

$$s.(f - \hat{f} - k \operatorname{sgn}(s)) \leq -\eta |s|$$

$$s.(f - \hat{f}) - k|s| \leq -\eta |s|$$

$$s.(f - \hat{f}) \leq (k - \eta) |s|$$

$$(f - \hat{f}) \operatorname{sgn}(s) \leq k - \eta$$

en kötü durumun sağlanması gerektiğinden ve belirsizlik $|\hat{f} - f| \leq F$ olarak tanımlandığından

$$k = F + \eta \quad \mathbf{2.14}$$

seçilirse eşitsizlik sağlanmış olur. $s = 0$ yüzeyindeki çıtırıtı genliği k boyutu ile artar. Diğer taraftan k büyük ise, ani bozucu girişlerin olması halinde sistem çabuk toparlanır. \hat{f} ve F fonksiyonlarının yalnızca x ve \dot{x} 'e bağlı olması gerekmez. F fonksiyonu, 2.8 sisteminden bağımsız olarak herhangi bir şekilde ölçülmüş değişkenlerin bir fonksiyonu da olabilir.

Denetleyici performansı λ band genişliğine bağlıdır. Hazırlanmış sistem modeli ne kadar yetersiz de olsa, λ büyük seçilmişse bu durum çok iyi izleme performansı sağlayabilir. Diğer taraftan modelleme çok iyi bir şekilde hazırlanmış olsa bile, λ küçük seçilmişse izleme performansı beklendiği kadar iyi olmayabilir. λ , sistemde modellenmemiş kısım ile yakından ilişkilidir. Bu yüzden sistem performansı λ band genişliğine karşı çok hassastır⁽⁶⁾. Şu üç faktör ile λ 'nın ne kadar büyük seçilebileceği hesaplanabilir⁽⁶⁾:

- Rezonans modları : λ , çok kötü modellenmiş sistemin V_R yapısal rezonans frekansı ile şöyle sınırlanır:

$$\lambda \leq \lambda_R \approx \frac{2\pi}{3} V_R \quad 2.15$$

- İhmal edilmiş zaman gecikmeleri :

$$\lambda \leq \lambda_A \approx \frac{1}{3T_A} \quad 2.16$$

- Örnekleme oranı :

$$\lambda \leq \lambda_s \approx \frac{1}{5} v_{\text{sampling}} \quad v_{\text{sampling}} : \text{örnekleme oranı} \quad 2.17$$

En iyi performans için λ band genişliği 2.15-2.17 sınırlarının en küçüğü olmalıdır.

2.1.2.2.2. Giriş Katsayısının Belirsiz Olduğu Durum

2.8 sisteminin kontrol girişinin b katsayısı ile şu biçime geldiği varsayalım:

$$\ddot{x} = f + bu \quad 2.18$$

Burada b kontrol kazancı (belki zamanla değişen, sabit, parçalı sabit veya değişken) bilinmemekte fakat b 'nin alabileceği minimum ve maksimum değerlerin şöyle olduğu bilinmektedir:

$$0 < b_{\min} \leq b \leq b_{\max} \quad 2.19$$

Kontrol girişi b ile çarpıldığı için, 2.19 sınırlarının geometrik ortalaması \hat{b} ile ilgilenilir. Tahmini kontrol kazancı \hat{b} şöyledir⁽⁶⁾:

$$\hat{b} = (b_{\min} b_{\max})^{1/2} \quad 2.20$$

veya $\beta = (b_{\max} / b_{\min})^{1/2}$ olmak üzere⁽⁶⁾,

$$\beta^{-1} \leq \frac{\hat{b}}{b} \leq \beta \quad 2.21$$

$$\beta^{-1} \leq \frac{b}{\hat{b}} \leq \beta \quad 2.22$$

şeklinde de ifade edilebilir. β , *kazanç sınırı* olarak adlandırılır ve zamanla değişen, sabit, parçalı sabit ya da parçalı değişken olabilir⁽⁶⁾. Yeni denk denetim kuralı şöyle bulunur:

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

$$\dot{s} = \ddot{x} - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e} = f + bu - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e} = 0$$

$$\hat{u}' = \hat{b}^{-1}(-\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda \dot{e})$$

Yeni denetim kuralı şöyledir:

$$u = \hat{b}^{-1}(-\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda \dot{e}) - k' \operatorname{sgn}(s)$$

$k = \hat{b}k'$ olarak tanımlanırsa,

$$u = \hat{b}^{-1}(-\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda \dot{e} - k \operatorname{sgn}(s))$$

$$u = \hat{b}^{-1}(\hat{u} - k \operatorname{sgn}(s))$$

biçiminde ifade edilebilir. Böylece \hat{u} , giriş katsayısının bir olduğu durumdaki gibi

$$\hat{u} = -\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda \dot{e}$$

tanımlanır. Kayma şartını sağlayacak k katsayısı ise şöyle belirlenir:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s|$$

$$s \cdot \dot{s} \leq -\eta |s|$$

$$s \cdot (f + bu - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e}) \leq -\eta |s|$$

$$s \cdot (f + b\hat{b}^{-1}(\ddot{x}_d - \lambda \dot{e}) - b\hat{b}^{-1}\hat{f} - b\hat{b}^{-1}k \operatorname{sgn}(s) - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e}) \leq -\eta |s|$$

$$\begin{aligned}
& s \cdot \left((f - b\hat{b}^{-1}\hat{f}) + (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_d + \lambda\dot{e}) - b\hat{b}^{-1}k \operatorname{sgn}(s) \right) \leq -\eta |s| \\
& s \cdot \left((f - b\hat{b}^{-1}\hat{f}) + (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_d + \lambda\dot{e}) \right) - b\hat{b}^{-1}k |s| \leq -\eta |s| \\
& s \cdot \left((f - b\hat{b}^{-1}\hat{f}) + (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_d + \lambda\dot{e}) \right) \leq (b\hat{b}^{-1}k - \eta) |s| \\
& \left((f - b\hat{b}^{-1}\hat{f}) + (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_d + \lambda\dot{e}) \right) \operatorname{sgn}(s) \leq b\hat{b}^{-1}k - \eta
\end{aligned}$$

bu eşitsizliğin en kötü durumda bile sağlanması gerektiğinden

$$\begin{aligned}
& \left| (f - b\hat{b}^{-1}\hat{f}) + (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_d + \lambda\dot{e}) \right| \leq -\eta + b\hat{b}^{-1}k \\
& \left| \hat{b}b^{-1}f - \hat{f} + (\hat{b}b^{-1} - 1)(-\ddot{x}_d + \lambda\dot{e}) \right| + \hat{b}b^{-1}\eta \leq k \\
& \left| (\hat{b}b^{-1})(f - \hat{f}) + (\hat{b}b^{-1} - 1)(\hat{f} - \ddot{x}_d + \lambda\dot{e}) \right| + \hat{b}b^{-1}\eta \leq k
\end{aligned}$$

ve belirsizlik $|f - \hat{f}| \leq F$ olarak kabul edildiği için

$$k \geq \hat{b}b^{-1}F + \hat{b}b^{-1}\eta + \left| \hat{b}b^{-1} - 1 \right| \left| \hat{f} - \ddot{x}_d + \lambda\dot{e} \right|$$

ayrıca 2.21'den görüldüğü gibi $\beta > 1$ olduğundan,

$$k \geq \beta(F + \eta) + (\beta - 1) |\hat{u}|$$

bulunur. Böylece k ve u aşağıdaki gibi olur:

$$k = \beta(F + \eta) + (\beta - 1) |\hat{u}| \quad \mathbf{2.23}$$

$$u = \hat{b}^{-1} [\hat{u} - k \operatorname{sgn}(s)] \quad \mathbf{2.24}$$

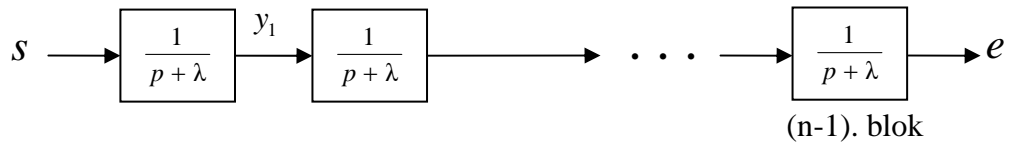
2.1.2.3. Anahtarlama Denetim Kurallının Süreklilik Gösteren Denetim Kurallına Dönüştürülmesi

2.4 kayma şartını sağlayan anahtarlama denetim kuralları, model belirsizliğinin üstesinden gelmek için eklenmiş olan $k \operatorname{sgn}(s)$ yüzünden, sistem yörüngelerinin $S(t)$ yüzeyinde zigzaglar çizmesine (çıtırtıya) ve bu nedenle sistem

çıkışında çıtırtya sebep olur. Bu durum sistem modelinde ihmal edilmiş yüksek frekanslı dinamikleri (örneğin modellenmemiş yapısal kipleri ve ihmal edilmiş zaman gecikmelerini) canlandıracağı için ve aşırı denetim işlemleri (yüksek frekanslı anahtarlama) gerektirmesinden dolayı istenmez. Diğer taraftan giriş etkisinin yavaş veya gecikmeli gözlemlendiği sistemlerde kabul edilebilir bir denetim için anahtarlama denetim kuralı uygun değildir.

Çıtırtyı yok etmek için anahtarlama denetim kurallarında değişiklik yapılması gerekmektedir. Çıtırty tamamen yok edildiğinde yüksek frekanslı dinamiklere sahip sistemlerde güvenilir cevaplar elde edilebilmektedir. Bu noktada denetleyicinin izleme performansı ile parametre belirsizliğindeki güvenilirliği arasında bir tercih yapılması gerekir. Sistem yörüngeleri kayma yüzeyine yaklaştıklarında, anahtarlama sinyali yavaş değişen duruma getirilmelidir. Bu, anahtarlama yüzeyi komşuluğunda ince bir sınır katmanı tanımlanarak yapılabilir. Sınır katmanı kullanılarak çıtırty büyük ölçüde azaltılabilmektedir.

Sınır katmanı tanımından önce s ile izleme hata vektörü e arasındaki ilişkiyi incelemekte fayda vardır. Şekil 2.4’de gösterildiği gibi s ’nin alabileceği sınır değer, izleme hata vektörü e ’nin alabileceği sınır değere doğrudan çevrilebilmektedir.



Şekil 2.4. e sınırının s sınırından elde edilmesi

Şekil 2.4'de $p = d/dt$ Laplace dönüşüm değişkenidir. Şekilden de görüldüğü gibi e izleme hatası, birinci mertebeden alçak geçiren filtreler dizisiyle s 'den elde edilir. Bu durum matematiksel olarak ifade edilirse ve $e(0) = 0$ kabul edilirse; birinci filtrenin y_1 çıkışı zaman ortamında şöyledir:

$$y_1(t) = s(t) * h(t) = \int_0^t \exp\{-\lambda(t-T)\} s(T) dT$$

s 'nin alabileceği maksimum değerin şu şekilde sınırlı olduğu düşünülürse:

$$|s| \leq \phi$$

y_1 'in olabileceği sınır değer şudur:

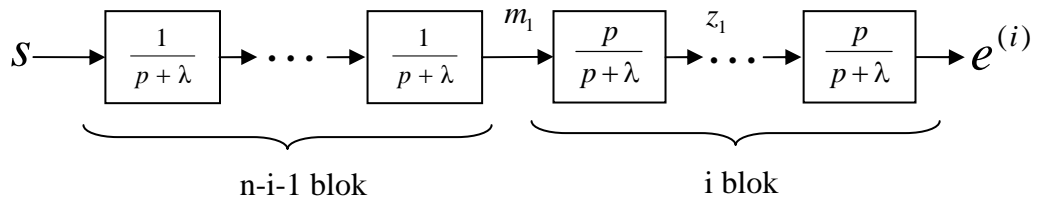
$$|y_1(t)| \leq \phi \int_0^t \exp\{-\lambda(t-T)\} dT = \frac{\phi}{\lambda} (1 - \exp\{-\lambda t\}) \leq \frac{\phi}{\lambda}$$

Aynı şekilde ikinci filtre ve tüm filtre çıkışlarına uygulandığında anlaşılır ki $(n-1)$.

filtre çıkışı şöyle olur:

$$|e| \leq \frac{\phi}{\lambda^{n-1}} = \varepsilon \quad \mathbf{2.25}$$

Hatanın türevleri için de genel bir ifade, Şekil 2.5'den faydalanılarak elde edilebilir.



Şekil 2.5. $e^{(i)}$ sınırlarının s sınırından elde edilmesi

Hata türevlerinin sınırlarını kolay bulabilmek için türevli bloklar şu şekilde ifade edilebilir:

$$\frac{p}{p+\lambda} = 1 - \frac{\lambda}{p+\lambda}$$

$|m_1| \leq \phi/\lambda^{n-1-i}$ şeklinde sınırlı olduğundan z_1 sınırı şöyle hesaplanır:

$$|z_1(t)| \leq \frac{\phi}{\lambda^{n-1-i}} + \frac{\lambda\phi}{\lambda^{n-1-i}} \int_0^t \exp\{-\lambda(t-T)\} dT \leq \frac{2\phi}{\lambda^{n-1-i}}$$

Her türev için genelleştirilirse

$$|e^{(i)}| \leq (2\lambda)^i \varepsilon$$

bulunur. Böylece şu genel ifade elde edilmiş olur:

$$\forall t \geq 0, |s(t)| \leq \phi \quad \rightarrow \quad \forall t \geq 0, |e^{(i)}(t)| \leq (2\lambda)^i \varepsilon \quad i = 0, \dots, n-1 \quad \mathbf{2.26}$$

Bu noktadan hareketle çitirtiyı yok etmek için sınır katmanı şöyle tanımlanır :

$$B(t) = \left\{ \mathbf{x} \mid |s(\mathbf{x}; t)| \leq \phi \right\}, \quad \phi > 0 \quad \mathbf{2.27}$$

Örneğin ikinci mertebeden bir sistem için sınır katmanı

$$B(t) = \left\{ \mathbf{x} \mid |(\dot{x} + \lambda x) - (\dot{x}_d + \lambda x_d)| \leq \phi \right\}$$

olup Şekil 2.6'da gösterildiği gibidir. 2.26 ifadesi yardımıyla

$$|e(t)| = |x - x_d| \leq (2\lambda)^0 \varepsilon = \varepsilon \quad \mathbf{2.28}$$

olur. 2.25 yardımıyla şu ilişki kurulur:

$$|\phi| = \lambda |\varepsilon| \quad \mathbf{2.29}$$

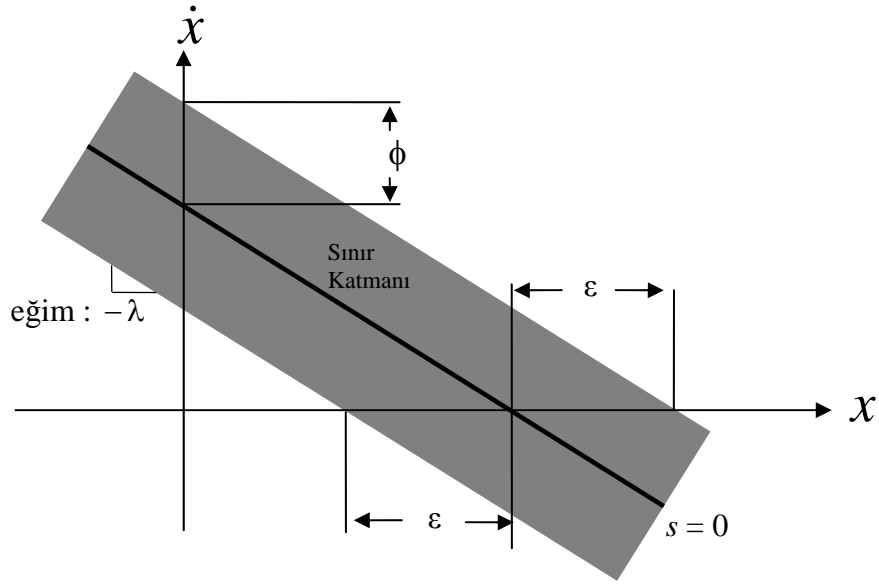
2.28 ve 2.29 ifadelerinden anlaşıldığı gibi ϕ sınır katman kalınlığı ve $\varepsilon = \phi/\lambda^{n-1}$ de sınır katman genişliğidir. Sistem yörüngeleri $B(t)$ sınır katmanı dışındayken, anahtarlamalı denetimde olduğu gibi 2.4 kayma şartını sağlayacak bir u denetim kuralı uygulanarak sistem yörüngeleri sınır katmanına doğru gitmeye zorlanır. Aynı zamanda bu denetim kuralı ile sistem yörüngeleri sınır katmanına girdiklerinde burada kalmaları sağlanacaktır. Sınır katmanı içindeyken, denetleyici çıkış sinyalini

yavaş değişen duruma getirmek için, denetim kuralında $\text{sgn}(s)$ terimi yerine s/ϕ terimi kullanılır. Böylece yeni denetim kuralı şu duruma gelir:

$$u = \hat{u} - k.\text{sat}(s/\phi) \quad 2.30$$

burada sat , doyum fonksiyonu olup şöyle tanımlanır:

$$\text{sat}(y) = \begin{cases} y & |y| < 1 \\ \text{sgn}(y) & \text{diğer durumlarda} \end{cases}$$



Şekil 2.6. İkinci mertebeden bir sistem için sınır katmanı

2.1.2.3.1. Farklı Referans Değerler için Sınır Katman Kalınlığının Belirlenmesi

ϕ sınır katman kalınlığı zamanla-değişen bir fonksiyon olarak belirlenirse her referans değer için en uygun sınır katmanı seçilebilir. Sistem yörüngeleri sınır katmanı içindeyken, anahtarlamalı denetim kuralının yavaş değişim gösteren hale getirilme işleminde s 'nin dinamiklerine alçak geçiren filtre atamaktır⁽⁶⁾.

2.1.2.3.1.1. Giriş Katsayısının Belirli Olduğu Durum

Bu bölümde, giriş katsayı belirsizliği olmayan ($b = \hat{b} = 1$) 2.1 sistemi için $\phi(t)$ fonksiyonu belirlenecektir. ϕ zamanla değişeceğinden, sınır katmanının cazibesini garanti altına almak için 2.4 kayma şartı, sınır katmanına olan mesafenin sürekli azalmasını sağlayacak şekilde düzenlenir :

$$s \geq \phi \text{ durumda} \quad \frac{d}{dt}[s - \phi] \leq -\eta$$

$$s \leq -\phi \text{ durumda} \quad \frac{d}{dt}[s - (-\phi)] \geq \eta$$

Sınır katmanı dışındaki bu her iki durumu sağlayacak kayma şartı şöyle olur :

$$|s| \geq \phi, \quad \frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq (\dot{\phi} - \eta) |s| \quad \mathbf{2.31}$$

2.31 kayma şartında görünen $\dot{\phi} |s|$ ifadesi, sınır katmanının daralması ($\dot{\phi} < 0$) durumunda sınır katmanının cazibesini artıracak, sınır katmanının genişlemesi ($\dot{\phi} > 0$) durumunda da sınır katmanının cazibesini azaltacak etki sağlar. 2.31 koşulunu sağlayacak u denetim kuralı şöyle olur :

$$\hat{u} = -\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda \dot{e}$$

olmak üzere (2.12 denkleminde olduğu gibi)

$$u = \hat{u} - \bar{k}(\mathbf{x}) \text{sat}(s/\phi) \quad \mathbf{2.32}$$

Burada $k(\mathbf{x}) = F(\mathbf{x}) + \eta$ olmak üzere

$$\bar{k}(\mathbf{x}) = k(\mathbf{x}) - \dot{\phi} \quad \mathbf{2.33}$$

Şöyle ki;

$$s \cdot \dot{s} \leq (\dot{\phi} - \eta) |s|$$

ϕ sınır katmanı dışında ($|s| \geq \phi$) bulunduğu için $\text{sat}(s/\phi)$ fonksiyonu $\text{sgn}(s)$

fonksiyonu gibi davranır.

$$\text{sgn}(s) \cdot (f - \hat{f} - \bar{k}(\mathbf{x}) \text{sgn}(s)) \leq \dot{\phi} - \eta$$

$$|f - \hat{f}| + \eta - \dot{\phi} \leq \bar{k}(\mathbf{x})$$

$$F + \eta - \dot{\phi} \leq \bar{k}(\mathbf{x})$$

$$\bar{k}(\mathbf{x}) \geq k(\mathbf{x}) - \dot{\phi}$$

Bundan sonra her referans değer için ϕ sınır katman kalınlığının hesaplanacağı denklem elde edilir. Sınır katmanı içinde ($|s| < \phi$) bulunduğu durumda:

$$\dot{s} = \ddot{x} - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e} = f + u - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e} = f - \hat{f} - \bar{k}(\mathbf{x}) \text{sat}(s/\phi)$$

Sınır katmanı içinde bulunduğu için $\text{sat}(s/\phi)$ fonksiyonu s/ϕ olarak davranır:

$$\dot{s} = -\bar{k}(\mathbf{x}) \frac{s}{\phi} - \Delta f(\mathbf{x}) \quad \mathbf{2.34}$$

burada $\Delta f = \hat{f} - f$ dir. \bar{k} ve Δf fonksiyonları, \mathbf{x} 'de sürekli olduğundan \mathbf{x}_d noktasında Taylor serisine açılabilir.

$$\bar{k}(\mathbf{x}) = \bar{k}(\mathbf{x}_d) + \frac{\bar{k}'(\mathbf{x}_d)}{1!}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_d) + \frac{\bar{k}''(\mathbf{x}_d)}{2!}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_d)^2 + \dots$$

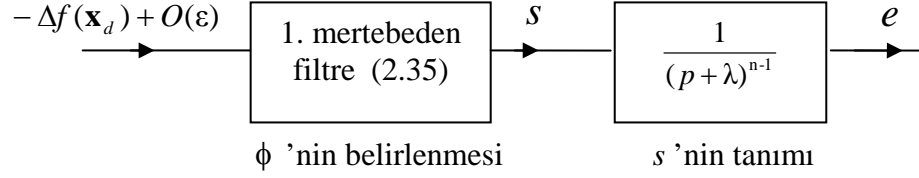
$$\Delta f(\mathbf{x}) = \Delta f(\mathbf{x}_d) + \frac{\Delta f'(\mathbf{x}_d)}{1!}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_d) + \frac{\Delta f''(\mathbf{x}_d)}{2!}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_d)^2 + \dots$$

bu seriler ve 2.26 yardımıyla 2.34 tekrar şöyle yazılabilir:

$$\dot{s} = -\bar{k}(\mathbf{x}_d) \frac{s}{\phi} + (-\Delta f(\mathbf{x}_d) + O(\varepsilon)) \quad \mathbf{2.35}$$

2.35 ifadesinden anlaşıldığı gibi $S(t)$ yüzeyine mesafeyi belirten s değişkeninin dinamikleri yalnızca $\mathbf{x}_d(t)$ 'ye bağlıdır ve bozucu girişlere karşı (örneğin $\Delta f(\mathbf{x}_d)$ belirsizliğine) birinci mertebeden filtrenin (2.35) çıkışı olarak görülebilir. Böylece yüksek frekanslı modellenmemiş dinamikler canlanmayacağı için çıtırıtı yok edilmiş

olur. Kapalı çevrim hata dinamiklerinin yapısı Şekil 2.7 ile özetlenebilir. Şekilden de görüldüğü gibi e , s 'nin filtrelenmiş, s de bozucu girişlerin filtrelenmişidir.



Şekil 2.7. Kapalı çevrim hata dinamiklerinin yapısı

λ , 2.2 filtresinin köşe frekansı olduğundan yüksek frekanslı modellenmemiş dinamikler göz önünde bulundurularak, λ küçük olacak şekilde seçilmek zorundadır⁽⁶⁾. 2.35 filtresinin band genişliği λ 'ya eşit seçilirse;

$$\frac{\bar{k}(\mathbf{x}_d)}{\phi} = \lambda \quad 2.36$$

ϕ sınır katman kalınlığı da ayar edilebilir. 2.36 denklemi, 2.33 denkleminde $x = x_d$ için yerine konursa sınır katman kalınlığının hesaplanabileceği şu denklem bulunmuş olur:

$$\dot{\phi} + \lambda\phi = k(\mathbf{x}_d) \quad 2.37$$

2.37 denkleminin yardımıyla 2.33 denklemini şu şekilde tekrar yazılabilir:

$$\bar{k}(x) = k(\mathbf{x}) - k(\mathbf{x}_d) + \lambda\phi \quad 2.38$$

ϕ 'yi hesaplamak için gerekli olan $\phi(0)$ başlangıç değeri şöyle belirlenir:

$$\phi(0) = \frac{k(\mathbf{x}_d(0))}{\lambda} \quad 2.39$$

Böylece 2.32 denetim kuralı ve 2.37 sınır katman kalınlığının denkleminde, sınır katmanı dışında anahtarlama kontrol sinyali, sınır katmanı içinde de yavaş

değişim gösteren kontrol sinyali elde edilir. ε , ne kadar küçültülürse parametre belirsizliğine karşı o kadar iyi sonuç alınabilir. Fakat bu durum sistem çıkışında çırtıya sebep olur. ε artırılırsa çırtı azalır fakat parametre belirsizliği olması halinde kalıcı durum hatalarına sebep olur. Diğer taraftan modellenmemiş yüksek frekanslı dinamikleri canlandırmamak için \mathbf{x}_d yörüngesi zamana göre hızlı değişmeyecek şekilde yeterince pürüzsüz seçilmelidir.

2.1.2.3.1.2. Giriş Katsayısının Belirsiz Olduğu Durum

Bu bölümde giriş katsayı belirsizliği ($\beta \neq 1$) olan 2.1 sistemi için ϕ sınır katman kalınlığının nasıl belirlendiği açıklanacaktır. 2.31 koşulunu sağlayacak u denetim kuralı, 2.32'nin sağ tarafını $\hat{b}u$ seçerek şöyle olur :

$$u = \hat{b}^{-1} [\hat{u} - \bar{k}(\mathbf{x}) \text{sat}(s/\phi)] \quad 2.40$$

Burada da

$$\hat{u} = -\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda \dot{e}$$

2.31 şartını sağlayacak $\bar{k}(\mathbf{x})$ fonksiyonu şöyle elde edilir:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq (\dot{\phi} - \eta) |s|$$

Sınır katmanı dışında ($|s| \geq \phi$) bulunulduğunda $\text{sat}(s/\phi)$ fonksiyonu $\text{sgn}(s)$ fonksiyonu gibi davranır.

$$\text{sgn}(s) \cdot \dot{s} \leq \dot{\phi} - \eta$$

$$\text{sgn}(s) (f + bu - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e}) \leq \dot{\phi} - \eta$$

$$\text{sgn}(s) (f - b\hat{b}^{-1}\hat{f} + b\hat{b}^{-1}(\ddot{x}_d - \lambda \dot{e}) - b\hat{b}^{-1}\bar{k}(\mathbf{x})\text{sat}(s/\phi) - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e}) \leq \dot{\phi} - \eta$$

$$\text{sgn}(s)\left(f - b\hat{b}^{-1}\hat{f} + (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_d + \lambda\dot{e}) - b\hat{b}^{-1}\bar{k}(\mathbf{x})\text{sat}(s/\phi)\right) \leq \dot{\phi} - \eta$$

$$\text{sgn}(s)\left(f - b\hat{b}^{-1}\hat{f} + (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_d + \lambda\dot{e})\right) + \eta - \dot{\phi} \leq b\hat{b}^{-1}\bar{k}(\mathbf{x})$$

$$\text{sgn}(s)\left(\hat{b}b^{-1}f - \hat{f} + (\hat{b}b^{-1} - 1)(-\ddot{x}_d + \lambda\dot{e})\right) + \hat{b}b^{-1}(\eta - \dot{\phi}) \leq \bar{k}(\mathbf{x})$$

$$\left|\hat{b}b^{-1}f - \hat{f} + (\hat{b}b^{-1} - 1)(-\ddot{x}_d + \lambda\dot{e})\right| + \hat{b}b^{-1}(\eta - \dot{\phi}) \leq \bar{k}(\mathbf{x})$$

Belirsizlik $|f - \hat{f}| \leq F$ olarak kabul edildiğinden, 2.31 şartının sağlanması için

$$\bar{k}(\mathbf{x}) \geq \hat{b}b^{-1}F + \hat{b}b^{-1}(\eta - \dot{\phi}) + |\hat{b}b^{-1} - 1| |\hat{f} - \ddot{x}_d + \lambda\dot{e}|$$

ve 2.21 eşitsizliği yardımıyla

$$\bar{k}(\mathbf{x}) \geq \beta(F + \eta) + (\beta - 1) |\hat{u}| - \hat{b}b^{-1}\dot{\phi}$$

seçilmelidir. Elde edilen bu eşitsizliğe, sınır katmanı bulunmayan denetim kuralındaki $k(\mathbf{x})$, 2.23 ifadesinden yerine konursa ;

$$\bar{k}(\mathbf{x}) \geq k(\mathbf{x}) - \hat{b}b^{-1}\dot{\phi}$$

olur. Bu şartı sağlayacak $\bar{k}(\mathbf{x})$, 2.21 eşitsizliği yardımıyla bulunur:

$$\dot{\phi} > 0 \text{ olduğu durum için} \quad \bar{k}(\mathbf{x}) = k(\mathbf{x}) - \frac{\dot{\phi}}{\beta} \quad \mathbf{2.41}$$

$$\dot{\phi} < 0 \text{ olduğu durum için} \quad \bar{k}(\mathbf{x}) = k(\mathbf{x}) - \beta \dot{\phi} \quad \mathbf{2.42}$$

Sınır katmanı içinde ($|s| < \phi$) bulunulduğu durum, s değişkeni cinsinden şöyle ifade edilebilir:

$$\dot{s} = f + bu - \ddot{x}_d + \lambda\dot{e} = f + b\hat{b}^{-1}\left(-\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda\dot{e}\right) - b\hat{b}^{-1}\bar{k}(\mathbf{x})\frac{s}{\phi} - \ddot{x}_d + \lambda\dot{e}$$

$$\dot{s} = -b\hat{b}^{-1}\bar{k}(\mathbf{x})\frac{s}{\phi} - \Delta f(\mathbf{x}) + (1 - b\hat{b}^{-1})\left(\hat{f} - \ddot{x}_d + \lambda\dot{e}\right)$$

Burada $\Delta f(\mathbf{x}) = \hat{f}(\mathbf{x}) - f(\mathbf{x})$ 'dir. \mathbf{x}_d noktasında Taylor serisine açılırsa 2.35 denkleminde benzer bir ifade elde edilir:

$$\dot{s} = -\frac{b(\mathbf{x}_d)}{\hat{b}(\mathbf{x}_d)} \bar{k}(\mathbf{x}_d) \frac{s}{\phi} - \Delta f(\mathbf{x}_d) + (1 - b\hat{b}^{-1}) (\hat{f}(\mathbf{x}_d) - \ddot{x}_d + \lambda \dot{e}) + O(\varepsilon) \quad 2.43$$

2.36 denkleminin karşılığı burada

$$\left(\frac{\bar{k}(\mathbf{x}_d)}{\phi} \right) \left(\frac{b(\mathbf{x}_d)}{\hat{b}(\mathbf{x}_d)} \right)_{max} = \lambda$$

yazılabilir. Giriş katsayısı belirsizliğinin maksimum değeri kullanılarak, denetleyicinin

çalışması esnasında $\left(\frac{\bar{k}(\mathbf{x}_d)}{\phi} \right) \left(\frac{b(\mathbf{x}_d)}{\hat{b}(\mathbf{x}_d)} \right)$ ifadesinin λ 'yı aşmaması sağlanmış olur.

Buradan

$$\bar{k}(\mathbf{x}_d) = \frac{\lambda \phi}{\beta(\mathbf{x}_d)} \quad 2.44$$

bulunur. Bu ilişkinin $\mathbf{x} = \mathbf{x}_d$ için 2.41 ve 2.42 denklemlerine uygulanmasıyla

$$\dot{\phi} > 0 \text{ olduğu durum için} \quad \frac{\lambda \phi}{\beta(\mathbf{x}_d)} = k(\mathbf{x}_d) - \frac{\dot{\phi}}{\beta(\mathbf{x}_d)}$$

$$\dot{\phi} < 0 \text{ olduğu durum için} \quad \frac{\lambda \phi}{\beta(\mathbf{x}_d)} = k(\mathbf{x}_d) - \beta(\mathbf{x}_d) \dot{\phi}$$

ve dolayısıyla

$$k(\mathbf{x}_d) \geq \frac{\lambda \phi}{\beta(\mathbf{x}_d)} \text{ olduğu durum için} \quad \dot{\phi} + \lambda \phi = \beta(\mathbf{x}_d) k(\mathbf{x}_d) \quad 2.45$$

$$k(\mathbf{x}_d) \leq \frac{\lambda \phi}{\beta(\mathbf{x}_d)} \text{ olduğu durum için} \quad \dot{\phi} + \frac{\lambda \phi}{\beta(\mathbf{x}_d)^2} = \frac{k(\mathbf{x}_d)}{\beta(\mathbf{x}_d)} \quad 2.46$$

bulunur. Bu denklemler 2.41 ve 2.42'de yerine konursa her iki durum için

$$\bar{k}(\mathbf{x}) = k(\mathbf{x}) - k(\mathbf{x}_d) + \frac{\lambda \phi}{\beta(\mathbf{x}_d)} \quad 2.47$$

olur. $\phi(0)$ başlangıç değeri şöyle belirlenir:

$$\phi(0) = \frac{\beta(\mathbf{x}_d(0)) k(\mathbf{x}_d(0))}{\lambda} \quad 2.48$$

Özetle giriş katsayısının belirsiz olduğu ikinci mertebeden sistemler için denetim kuralı:

$$u = \hat{b}^{-1} [\hat{u} - \bar{k}(\mathbf{x}) \text{sat}(s/\phi)]$$

Burada

$$\hat{u} = -\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda \dot{e}$$

$k(\mathbf{x}) = F(\mathbf{x}) + \eta$ olmak üzere

$$\bar{k}(\mathbf{x}) = k(\mathbf{x}) - k(\mathbf{x}_d) + \frac{\lambda\phi}{\beta(\mathbf{x}_d)} = F(\mathbf{x}) - F(\mathbf{x}_d) + \frac{\lambda\phi}{\beta(\mathbf{x}_d)}$$

$\phi(t)$ sınır katmanı ise şu denklemlerden elde edilmektedir:

$$k(\mathbf{x}_d) \geq \frac{\lambda\phi}{\beta(\mathbf{x}_d)} \text{ olduğu durum için} \quad \dot{\phi} = -\lambda\phi + \beta(\mathbf{x}_d)k(\mathbf{x}_d)$$

$$k(\mathbf{x}_d) \leq \frac{\lambda\phi}{\beta(\mathbf{x}_d)} \text{ olduğu durum için} \quad \dot{\phi} = -\frac{\lambda\phi}{\beta(\mathbf{x}_d)^2} + \frac{k(\mathbf{x}_d)}{\beta(\mathbf{x}_d)}$$

2.45 ve 2.46 denge şartları, ϕ ve e 'nin, sınırlı \mathbf{x}_d için sınırlandırılmış olduğunu ifade eder⁽⁶⁾. 2.44 ve 2.25'den dolayı denge şartlarının şu şekilde bir yorumu yapılabilir⁽⁶⁾:

$$\varepsilon \approx \frac{\beta(\mathbf{x}_d)k(\mathbf{x}_d)}{\lambda^n}$$

= izleme hassasiyeti

$$\approx (\text{istenen yörünge boyunca parametrik belirsizliğin ölçüsü})/(\text{band genişliği})^n$$

Yani, istenen kontrol band-genişliği ve parametrik belirsizliğin boyutları verilerek elde edilebilir en iyi izleme performansı alınabilir.

Model sınırları yeterince iyi bilinmiyorsa ve bu yüzden F büyük bir sabit katsayı olarak seçilmişse, sistem yörüngeleri sınır katmanı içindeyken 2.47 denkleminde anlaşıldığı gibi

$$\bar{k}_{\text{sat}}(s/\phi) = \frac{\lambda s}{\beta}$$

olur. Bu yüzden $\phi(t)$ fonksiyonu bir oransal-türev (PD) denetleyici gibi rol oynar.

2.1.2.4. İntegral Kontrol

e hata değişkeni $\int_0^t e(t) dt$ ile değiştirilerek integral kontrol, kayma kipli denetime katılmış olur. 2.8 sistemi bu değişiklik ile artık üçüncü mertebeden olur ve 2.2 kayma yüzeyi artık şöyle tanımlanır:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^2 \left(\int_0^t e dt \right) = \dot{e} + 2\lambda e + \lambda^2 \int_0^t e dt \quad 2.49$$

İntegral kontrolü uygulamak için 2.13 denetim kuralının denk denetim kuralının değiştirilmesi yeterlidir. İntegral kontrol için denk denetim kuralı 2.14 yerine

$$\hat{u} = -\hat{f} + \ddot{x}_d - 2\lambda\dot{e} - \lambda^2 e \quad 2.50$$

olur. İntegral kontrol sistem giriş katsayısının belirsiz olduğu durum içinde uygulanabilir.

İyi tasarlanmış bir denetleyici aşırı bozucu etkilere rağmen kararlılığını koruyacak özelliğe sahip olmalıdır. Örneğin bozucu etki önceden hesaplanmış model sınırlarından daha büyük olabilir. Böyle bir durumda integral kontrol kullanıldığında, integral terimi aşırı büyük duruma gelebilir ve bu yüzden sistem istenen yörüngeye girebilmek için istenmeyen kontrol salınımlarına yol açabilir. Bu durum denetleyicinin dayanıksızlığını gösterir. Bu sorunu gidermek için, sistem yörüngeleri sınır katmanı dışında olduğu sürece integral işlemi dondurmak ve yörüngeler sınır katmanına döner dönmez integral işlemine kaldığı yerden devam etmek gerekir.

2.2. Asenkron Motorların Vektörel Denetimi

Asenkron motorlar karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmaları gerektirmektedir. Bu yüzden serbest uyarımalı doğru akım motorları gibi hız denetimi kolayca yapılamamaktadır⁽²⁾. Bu durum asenkron motorların doğrusal olmayan ve yüksek mertebeli model yapısından kaynaklanmaktadır. Serbest uyarımalı doğru akım motorlarının, akı ve momenti oluşturan akım bileşenleri birbirinden bağımsız olup herbiri doğrusal bir dinamiğe sahiptir. Bu yüzden doğru akım motorlarında akı sabit tutularak hız doğrusal olarak kolayca kontrol edilebilir⁽²⁾. Asenkron motorlarda stator akımı genlik, faz ve frekans bilgilerini içeren bir vektör olduğundan, doğru akım motorunda olduğu gibi birisi akıyı üretecek diğeri momenti üretecek şekilde stator akımı iki bileşene ayrılabilir. Böylece hız doğru akım motorlarındaki gibi kolayca denetlenebilir. Literatürde buna *vektör kontrolü* adı verilmektedir⁽²⁾.

Asenkron motorun ω_g açısal hızında dönen genel bir referans çerçevesine göre denklemleri şöyledir⁽⁵⁸⁾:

$$v_s = R_s i_s + j\omega_g \psi_s + \dot{\psi}_s \quad 2.51$$

$$v_r = 0 = R_r i_r + j(\omega_g - \omega_r)\psi_r + \dot{\psi}_r \quad 2.52$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\psi_s \times i_s) = J\dot{\omega}_r + f_d \omega_r + T_L \quad 2.53$$

Ayrıca rotor akısı ile stator akısı arasında şöyle bir ilişki söz konusudur⁽⁵⁸⁾:

$$\psi_s = L_s i_s + M i_r \quad 2.54$$

$$\psi_r = L_r i_r + M i_s \quad 2.55$$

Bu denklemlerde sırasıyla L_r ve L_s rotor ve statorun toplam endüktansı, M rotor ve stator sargılarının ortak endüktansı, R_r ve R_s rotor ve stator direnci, i_s ve i_r stator

ve rotor akımı, ψ_s ve ψ_r stator ve rotor akısı, v_s ve v_r stator ve rotora uygulanan gerilim, ω_r rotorun elektriksel açısal hızı, n_p kutup çifti sayısı, J eylemsizlik momenti, f_d sürtünme katsayısı, T_L ve T_e yük ve elektromekanik momentdir.

Akıyı üreten stator akım bileşeni ve elektromekanik momenti üreten stator akım bileşeni, statora göre sabit duran $\alpha-\beta$ eksen takımında ya da statora göre senkron hızda dönen $d-q$ eksen takımında birbirine dik olacak şekilde tanımlıdır⁽²⁾. Giriş ve durum değişkenleri $d-q$ eksen takımında vektörel veya karmaşık olarak şöyle gösterilebilir:

$$v_s = v_{ds} + jv_{qs} , \quad i_s = i_{ds} + ji_{qs} , \quad \psi_r = \psi_{dr} + j\psi_{qr} , \quad \psi_s = \psi_{ds} + j\psi_{qs} .$$

Şekil 2.8'de, $\alpha-\beta$ ve $d-q$ eksen takımlarına göre akı, akım ve gerilim vektörlerinin durumları gösterilmiştir. $d-q$ eksen takımı, $\alpha-\beta$ eksen takımına göre $\omega_g = \omega_s$ senkron hızı ile dönmektedir. v_A , v_B ve v_C motorun üç faz gerilimleridir. $d-q$ stator eksen takımına göre beşinci mertebeden durum değişkenleri cinsinden asenkron motor modeli şu şekilde ifade edilebilir⁽⁵⁸⁾:

$$\dot{i}_{ds} = -\frac{R_s L_r + M^2/\tau_r}{\sigma L_r L_s} i_{ds} + \omega_g i_{qs} + \frac{M}{\tau_r \sigma L_r L_s} \psi_{dr} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega_r \psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \quad 2.56$$

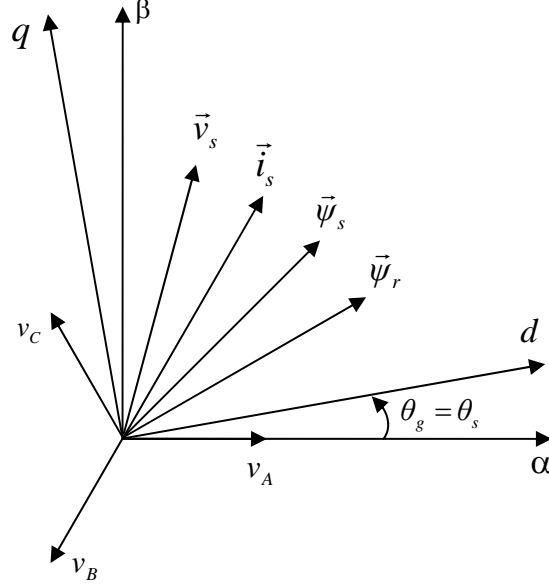
$$\dot{i}_{qs} = -\omega_g i_{ds} - \frac{R_s L_r + M^2/\tau_r}{\sigma L_r L_s} i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega_r \psi_{dr} + \frac{M}{\tau_r \sigma L_r L_s} \psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \quad 2.57$$

$$\dot{\psi}_{dr} = -\frac{1}{\tau_r} \psi_{dr} + (\omega_g - \omega_r) \psi_{qr} + \frac{M}{\tau_r} i_{ds} \quad 2.58$$

$$\dot{\psi}_{qr} = -(\omega_g - \omega_r) \psi_{dr} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{qr} + \frac{M}{\tau_r} i_{qs} \quad 2.59$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{3 n_p M}{2 J L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) - \frac{f_d}{J} \omega_r - \frac{1}{J} T_L \quad 2.60$$

burada $\tau_r = L_r/R_r$ rotor zaman sabiti, $\sigma = (L_r L_s - M^2)/L_r L_s$ kaçak sabitidir.



Şekil 2.8. Giriş ve durum değişkenlerinin $\alpha-\beta$ ve $d-q$ eksenlerine göre konumları

d eksenini rotor akı vektörüyle çakıştırarak, stator akımının bileşenlerine ayrılma işlemine *rotor akısına kilitli yönlendirme* ya da *rotor akı oryantasyonu* denilmektedir⁽²⁾. Stator akı oryantasyonu ve hava aralığı akı oryantasyonu gibi çeşitli oryantasyon yöntemleri de mevcuttur. En yaygın kullanılanı rotor akı oryantasyonudur. $d-q$ eksen takımındaki oryantasyonlarda, akının d eksenine kilitli olduğu kabul edilerek, diğer giriş ve durum vektörleri d eksenine ve buna dik q eksenine göre tanımlanır. Oryantasyon yöntemlerinde, akının d bileşeni ile aynı yönde olan stator akım bileşeniyle akı sabit tutulurken, statorun diğer akım bileşeniyle de moment doğrusal olarak ayarlanmaktadır. Böylece doğru akım motorlarındaki gibi hız-moment denetimi kolayca gerçekleştirilebilmektedir.

Rotor akısı d eksenine kilitli olduğu durumda $\psi_{dr} = |\vec{\psi}_r|$ ve q eksenindeki bileşeni $\psi_{qr} = 0$ olur. Sürekli rejimdeyken $\dot{\psi}_{dr} = 0$ olacağından 2.58 denkleminde stator akımı d bileşeni ile rotor akısı d bileşeni arasında şöyle bir ilişki kurulur:

$$\psi_{dr} = M i_{ds} \quad \mathbf{2.61}$$

Bu yüzden i_{ds} akımına *mıknatıslanma akımı* denir. Bu ilişkinin ardından 2.60 denkleminde, üretilen moment (T_e) ile stator akımı q bileşeni arasında şöyle bir ilişki meydana gelir:

$$T_e = \frac{3 n_p M^2}{2 L_r} i_{ds} i_{qs} \quad \mathbf{2.62}$$

i_{ds} akımı referans değerinde tutulduğunda

$$\psi_{dr} = \psi_{dr}^* = M i_{ds} = M i_{ds}^* \quad \mathbf{2.63}$$

sabit tutulacağı için, üretilen moment i_{qs} akımı ile doğrusal olarak ayarlanır. Bu yüzden i_{qs} akımına *moment akımı* denir. Bu yüzden talep edilen elektromekanik moment

$$T_e^* = K_t i_{qs}^* \quad \mathbf{2.64}$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada

$$K_t = \frac{3 n_p M^2}{2 L_r} i_{ds}^* \quad \mathbf{2.65}$$

moment sabitidir. Hız denetiminde, Şekil 2.10 ve Şekil 2.11'de gösterildiği gibi ω_r^* hız referansı ve ω_r hız değeri arasındaki hatayı kullanan bir PI denetleyici çıkışı, talep edilen elektromekanik moment değerini verir. Referans moment akımı hesaplanan bu moment değerinden şöyle elde edilir:

$$i_{qs}^* = \frac{T_e^*}{K_t} \quad 2.66$$

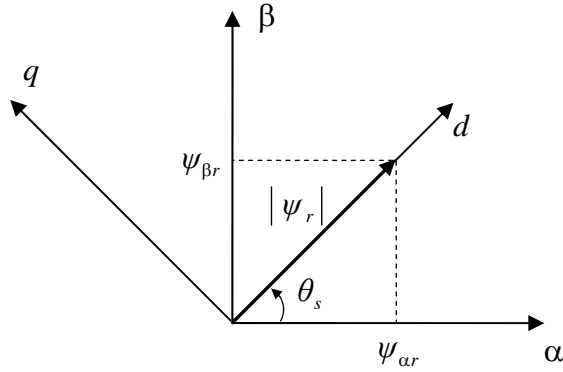
i_{qs}^* referans akımı ile i_{qs} akım değeri arasındaki hatayı kullanan bir PI denetleyici de stator gerilimi için v_{qs}^* referans gerilimini hesaplar. Aynı şekilde mıknatıslanma akım hatasını kullanan bir PI denetleyicisi de v_{ds}^* referans gerilimini hesaplar.

Bu yöntemin uygulanabilmesi için rotor akısının genlik bilgisi yanında θ_s açısının bilinmesi gereklidir. θ_s açısı, $\alpha - \beta$ durgun eksen takımlarından senkron hızda dönen $d - q$ eksen takımlarına vektör dönüşümlerini yapmak için kullanılmaktadır. Rotor akısının $\alpha - \beta$ eksen takımına göre açısı θ_s 'yi elde etmek için doğrudan vektör kontrolü ve dolaylı vektör kontrolü olmak üzere yaygın kullanılan iki yöntem vardır.

2.2.1. Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi

Asenkron motorların vektörel denetiminin temelini oluşturan bu yöntem F. Blaschke tarafından 1972 yılında önerilmiştir⁽⁵⁹⁾. Blaschke'in çalışmasında rotor akısı, motor gövdesine monte edilmiş sensörlerle ölçülen hava aralığı akısından hesaplanarak elde edilmektedir. Fakat akı vektörünün bu şekilde elde edilmesi uygulama zorluğu ve ölçüm hataları nedeniyle pek tercih edilen bir yöntem değildir. Son yıllarda, rotor akı bileşenlerini ve θ_s açısını bulmak için genellikle gözleyici kullanılmaktadır. Doğrudan vektör kontrolünün blok şeması Şekil 2.10'da gösterilmiştir.

Bu yöntemde, d eksenini ile α eksenini arasındaki θ_s açısı, rotor akısının α eksenine olan açısına eşit seçilir. Bu seçim ile $\psi_{dr} = |\psi_r|$ ve $\psi_{qr} = 0$ olduğu kabul edilmiş olur. Bu durumdayken ψ_r vektörünün $\alpha - \beta$ ve $d - q$ eksen takımlarına göre durumu Şekil 2.9'da gösterildiği gibidir.



Şekil 2.9. Rotor akısının $\alpha - \beta$ ve $d - q$ eksenlerine göre durumu

Stator akım vektörü dönüşümlerinde gerekli olan θ_s açısı, $\psi_{\alpha r}$ ve $\psi_{\beta r}$ yardımı ile şu şekilde hesaplanmaktadır :

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{\beta r}}{\psi_{\alpha r}} \right) \quad 2.67$$

$\psi_{\alpha r}$ ve $\psi_{\beta r}$ akı bileşenleri şöyle bir gözleyici kullanarak elde edilebilir⁽¹³⁾:

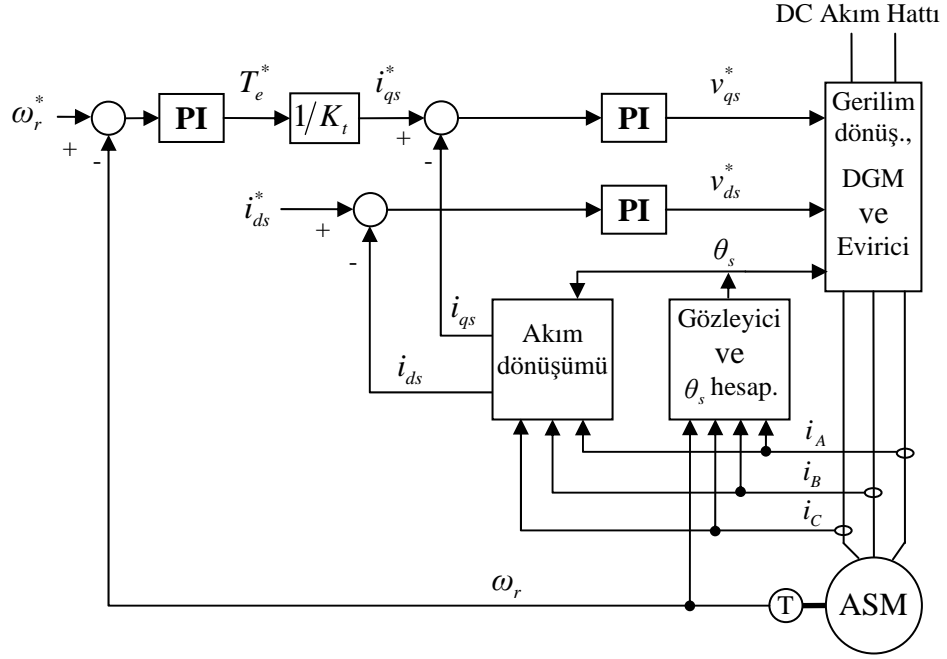
$$\psi_{\alpha r}(t) = \frac{L_r}{M} \left(\int_0^t v_{\alpha s}(t) dt - R_s \int_0^t i_{\alpha s}(t) dt \right) + \sigma_1 i_{\alpha s}(t) \quad 2.68a$$

$$\psi_{\beta r}(t) = \frac{L_r}{M} \left(\int_0^t v_{\beta s}(t) dt - R_s \int_0^t i_{\beta s}(t) dt \right) + \sigma_1 i_{\beta s}(t) \quad 2.68b$$

Burada

$$\sigma_1 = \frac{M^2 - L_r L_s}{M}$$

olarak tanımlanmıştır.



Şekil 2.10. Doğrudan vektör kontrolü blok şeması

Şekil 2.10’da görüldüğü gibi gözleyici bloğu içinde $\psi_{\alpha r}$ ve $\psi_{\beta r}$ akı bileşenleri hesaplanarak θ_s elde edilmektedir. Üç faz akım değerlerini kullanan akım dönüştürme bloğunda, θ_s yardımı ile $d-q$ eksen takımındaki i_{qs} ve i_{ds} akımları hesaplanır. Hesaplanan v_{qs}^* ve v_{ds}^* referans gerilimleri de $\alpha-\beta$ durgun eksen takımındaki $v_{\alpha s}^*$, $v_{\beta s}^*$ ’ye dönüştürüldükten sonra darbe genişlik modülasyonu (DGM) birimine verilmektedir. DGM biriminde evirici için gerekli anahtarlama işaretleri üretilerek motora uygulanır. Şekildeki “T” hız ölçümünü sağlayan takometreyi simgelemektedir. Akım dönüşüm bloğunda, $A-B-C$ eksen takımındaki değişkenler $d-q$ eksen takımındaki değişkenlere şu denklem ile dönüştürülür⁽⁶¹⁾:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad 2.69$$

DGM birimine verilecek olan v_{qs}^* ve v_{ds}^* gerilimleri ise v_A , v_B ve v_C gerilimlerine

şu denklem ile dönüştürülür⁽⁶¹⁾:

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad 2.70$$

Burada dengeli üç faz için $v_0 = 0$ 'dır.

2.2.2. Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi

Bu yöntemde d eksenini başlangıçta keyfi seçilir. Kayma komutu uygun bir şekilde seçilerek ψ_{qr} akı bileşeni sıfıra gitmeye zorlanır. Böylece kısa bir süre içinde d eksenini akı vektörü üzerine kilitlenir. Dolaylı vektör kontrolü blok şeması Şekil 2.11'de gösterilmiştir.

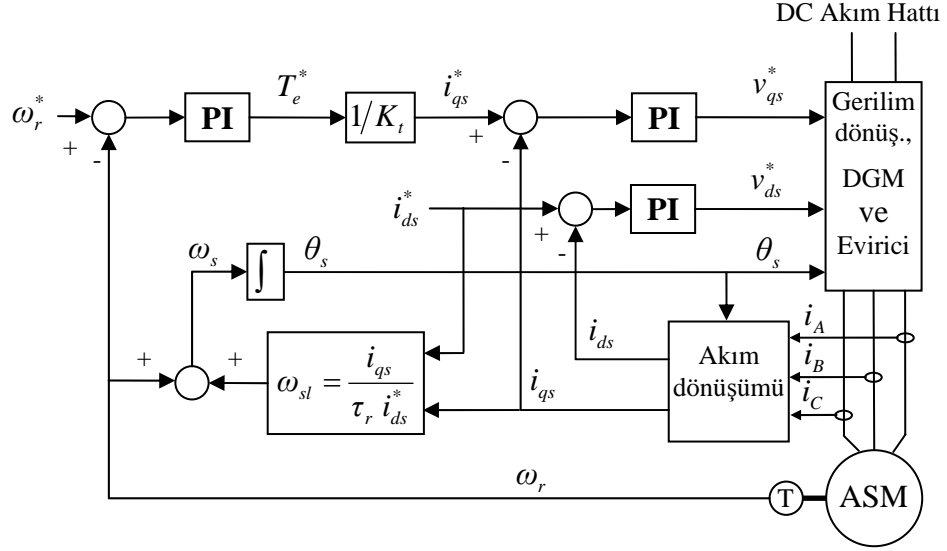
θ_s açısını hesaplamaya yarayan en önemli etken ψ_{qr} akısını sıfır olmaya zorlayacak açısal kayma frekansının seçilmesidir. Açısal kayma frekansı

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{M i_{qs}}{\tau_r \psi_{dr}} = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}} \quad 2.71$$

seçilirse ve 2.59 denklemine yerine konursa 2.59 denklemi

$$\dot{\psi}_{qr} = -\frac{1}{\tau_r} \psi_{qr} \quad 2.72$$

haline gelir. Yani ψ_{qr} asimptotik olarak sıfıra yakınsamaya zorlanmış olur.



Şekil 2.11. Dolaylı vektör kontrolü blok şeması

Rotorun elektriksel açılma hızı ile açılma kayma frekansı toplanarak, ψ_{dr} akısının $\alpha - \beta$ eksenine göre ω_s senkron hızı elde edilir:

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \quad 2.73$$

Stator akım dönüşümlerinde gerekli olan θ_s açısı senkron hızın integrali alınmış halidir:

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad 2.74$$

2.71'deki kayma komutu seçiminde gerçek i_{ds} akımı yerine bunun referans değerini (i_{ds}^*) kullanmak da gayet iyi sonuç vermektedir:

$$\omega_{sl} = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}^*}$$

Çünkü mıknatıslanma akımı ayrıştırılmış olarak kontrol edildiğinden, kısa sürede referans değerine ulaşmakta ve bu değer sabit tutulmaktadır.

3. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

3.1. Kayma Kipli Denetimin Asenkron Motor Uygulamaları

Bu bölümde, asenkron motorların kayma kipli akı ve hız denetiminin literatürdeki belli başlı üç tasarım tekniği anlatılmaktadır. Ayrıca yeni bir kayma kipli denetim tekniği ve motor uygulaması da önerilmiştir. Öncelikle model denklemleri tasarım için uygun biçime getirilmekte daha sonra bu modelden denetim kuralı elde edilmektedir. Elde edilen kayma kipli denetleyicinin asenkron motor sürücü sistemindeki kullanılışı ve motor parametre değerlerinin denetleyiciye nasıl aktarıldığı da blok şemalar ile gösterilmiştir.

3.1.1. Motor Faz Gerilimlerini Doğrudan Anahtarlayan Kayma Kipli Denetleyici (DAKKD)

Bu teknik Šabanović ve Izosimov⁽⁴⁾ tarafından 1981 yılında önerilmiştir. Bu teknikte hız ve akının kayma değişkenleri ile evirici voltajları arasındaki ilişki, fazlaca tasarım işlemleri gerektiren köşegenleştirme^(4,7) yöntemi kullanılmadan kurulmaktadır. Denetim kuralı basit bir yapıya sahip olup, kayma değişkenleri ile motorun faz gerilimlerini sağlayacak olan evirici doğrudan anahtarlanmaktadır.

3.1.1.1. Tasarımda Kullanılan Model Denklemleri

Rotor akı vektörü $\alpha - \beta$ durgun referans çerçevesine göre şöyle tanımlanabilir:

$$\Psi_r = [\psi_{\alpha r} \quad \psi_{\beta r}]^T$$

Doğrudan vektör denetiminde olduğu gibi $d-q$ döner referans çerçevesine göre

$\psi_{dr} = |\psi_r|$ ve $\psi_{qr} = 0$ olduğu kabul edilir. Asenkron motor x durum değişkenleri ile

X durum uzayında şöyle tanımlanabilir⁽⁴⁾:

$$x_1 = \omega_r$$

$$x_2 = \frac{3 n_p M}{2 L_r} (\Psi_r^T \mathbf{P} \mathbf{i}_s) = \frac{3 n_p M}{2 L_r} \psi_{dr} i_{qs}$$

$$x_3 = \sqrt{\Psi_r^T \Psi_r} = \sqrt{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2} = \psi_{dr}$$

$$x_4 = \dot{x}_3$$

Burada x_1 değişkeni hız, x_2 değişkeni moment, x_3 değişkeni rotor akı vektörünün

modülü, x_4 değişkeni rotor akısının değişimi, $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$ vektörü ise $\pi/2$ kadar

döndüren normalize rotasyon matrisidir. Bu tanımlar gereği, rotor akı vektörüne

kilitli senkron hızda dönen eksen takımlarına göre x elemanları cinsinden asenkron

motor modeli şöyle olur⁽⁴⁾:

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{J} (x_2 - T_L) \quad \mathbf{3.1a}$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{3n_p}{2} \left(\frac{x_3 x_4}{R_r} + \frac{M^2 x_3^2}{L_r^2 L_s \sigma} \right) x_1 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{M^2}{\tau_r L_r L_s} \right) x_2 + \frac{3 n_p M}{2 L_r L_s \sigma} x_3 v_{qs} \quad \mathbf{3.1b}$$

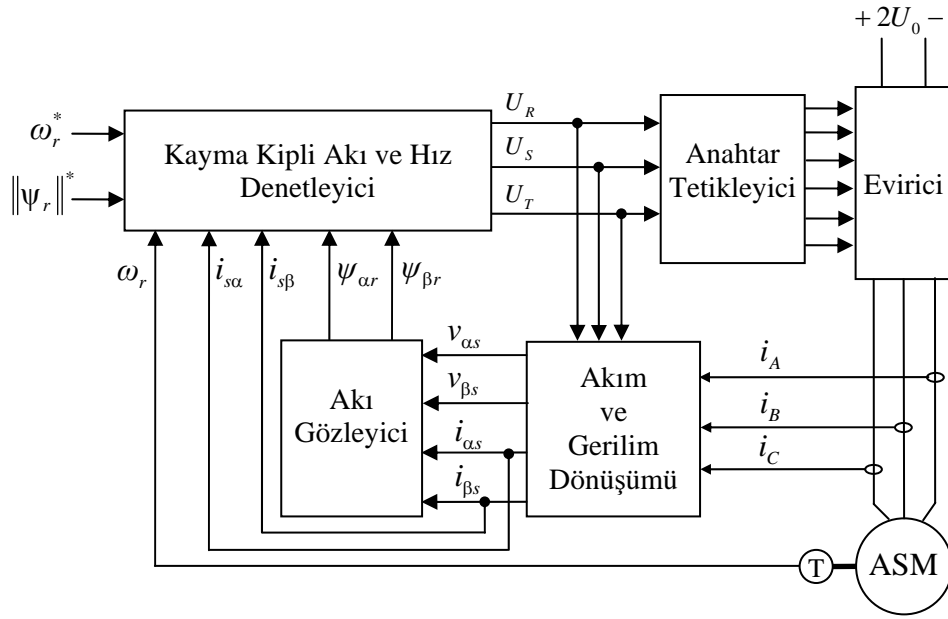
$$\dot{x}_3 = x_4 \quad \mathbf{3.1c}$$

$$\dot{x}_4 = -\frac{1}{\tau_r \tau_s \sigma} x_3 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) x_4 + \frac{M}{\tau_r \sigma L_s} v_{ds} \quad \mathbf{3.1d}$$

Bu model, asenkron makinanın geçici ve sürekli durumunu tanımlamaktadır⁽⁴⁾.

3.1.1.2. Denetim Algoritmasının Türetilmesi

Eviriciyi doğrudan anahtarlama özelliğine sahip kayma kipli denetleyici kullanan asenkron motor sürücü sistemi, doğrudan vektör kontrol mimarisi üzerine kurulmuştur. Sürücünün kontrol şeması Şekil 3.1’de gösterilmiştir. Şekilde bulunan akı gözleyicisi için 2.68 denklemindeki gözleyici kullanılabilir.



Şekil 3.1. DAKKD’yi kullanan sürücü sistemin blok şeması

3.1.1.2.1. Anahtarlama Fonksiyonlarının Seçilmesi

Denetimin amacı x_1 hız ve x_3 rotor akısını arzulanan değerlerinde tutmaktır.

$e_\omega = x_1 - x_1^*$ olmak üzere 2.10 denklemindeki gibi hız için kayma yüzeyi:

$$s_\omega = \lambda_\omega e_\omega + \dot{e}_\omega \quad 3.2$$

$e_\psi = x_3 - x_3^*$ olmak üzere rotor akısı için kayma yüzeyi:

$$s_\psi = \lambda_\psi e_\psi + \dot{e}_\psi \quad 3.3$$

olarak tanımlanır. Denetleyici çıkışı eviricinin U_R , U_S ve U_T gerilimlerini doğrudan anahtarlayacağı için, bu üç gerilimin birbirleri ile dengeli olması için kullanılacak şu kayma yüzeyi tanımlanır:

$$s_p = K_p \int_0^t (U_R + U_S + U_T) dt ; \quad K_p > 0 \quad 3.4$$

$s_\omega = 0$, $s_\psi = 0$ ve $s_p = 0$ yüzeylerinin kesişiminde kayma kipi varolduğunda, evirici faz voltajlarının ortalama değeriyle dengeli üç faz sistemi kurulmuş olur.

3.1.1.2.2. Kayma Kipli Denetleyici Tasarımı

s_ω , s_ψ ve s_p alt uzaylarındaki sistem deviniminin izdüşümü şöyle gösterilebilir^(4,11):

$$\frac{ds}{dt} = \mathbf{F} + \mathbf{A}\mathbf{U} \quad 3.5$$

burada $\mathbf{s} = [s_\omega \quad s_\psi \quad s_p]^T$ kayma yüzeyi vektörü, $\mathbf{U} = [U_R \quad U_S \quad U_T]^T$ kontrol vektörleri, $\mathbf{F} = [f_\omega \quad f_\psi \quad f_p]^T$ fonksiyon vektörüdür. f fonksiyonları, \mathbf{s} kayma yüzeylerinin zaman türevlerinden gelen denetimden bağımsız terimleri içerir. 3.5 denklemindeki \mathbf{A} matrisini bulmak için şöyle bir yol izlenir:

$$\dot{s}_\omega = \lambda_\omega \dot{e}_\omega + \ddot{e}_\omega$$

$$\dot{s}_\omega = \frac{\lambda_\omega}{J} (x_2 - T_L) - \frac{3n_p}{2J} \left(\frac{x_3 x_4}{R_r} + \frac{M^2 x_3^2}{L_r^2 L_s \sigma} \right) x_1 - \frac{1}{J\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{M^2}{\tau_r L_r L_s} \right) x_2 + \frac{3}{2} \frac{n_p M}{J L_r L_s \sigma} x_3 v_{qs} \quad 3.6$$

$$\dot{s}_\psi = \lambda_\psi \dot{e}_\psi + \ddot{e}_\psi$$

$$\dot{s}_\psi = \lambda_\psi x_4 - \frac{1}{\tau_r \tau_s \sigma} x_3 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) x_4 + \frac{M}{\tau_r \sigma L_s} v_{ds} \quad 3.7$$

$$\dot{s}_p = K_p (U_R + U_S + U_T) \quad 3.8$$

Burada hız ve akı referansları sabit kabul edildiğinden birinci ve ikinci mertebeden türevleri sıfır kabul edilmiştir. Bu denklemlerden

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_\omega \\ \dot{s}_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_\omega \\ f_\psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{n_p M}{J L_r L_s \sigma} x_3 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad 3.9$$

bulunur. Durgun referans koordinat sistemindeki stator gerilimi ile döner referans koordinat sistemindeki stator gerilimi arasında şöyle bir ilişki söz konusudur⁽¹³⁾:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \frac{1}{x_3} \begin{bmatrix} -\psi_{\beta r} & \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\alpha r} & \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad 3.10$$

Aynı zamanda $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$ stator gerilimleri ile R, S, T faz gerilimleri arasında şöyle bir ilişki vardır⁽¹¹⁾:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{R\alpha} & e_{S\alpha} & e_{T\alpha} \\ e_{R\beta} & e_{S\beta} & e_{T\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad 3.11$$

Burada e_R , e_S ve e_T durgun referans sistemine göre R, S, T fazlarının birim vektörleri olup $e_R = \exp(-j120^\circ)$, $e_S = \exp(j0^\circ)$, $e_T = \exp(j120^\circ)$ 'dir . 3.10 ve 3.11 ışığında, 3.9 denklemi daha açık bir şekilde yeniden ifade edilebilir:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_\omega \\ \dot{s}_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_\omega \\ f_\psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{n_p M}{J L_r L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r \sigma L_s x_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\psi_{\beta r} & \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\alpha r} & \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{R\alpha} & e_{S\alpha} & e_{T\alpha} \\ e_{R\beta} & e_{S\beta} & e_{T\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad 3.12$$

Buna bağlı olarak 3.5 denklemi şöyle yeniden yazılabilir:

$$\frac{ds}{dt} = \mathbf{F} + \begin{bmatrix} a_1 \Psi_r^T \mathbf{P} e_R & a_1 \Psi_r^T \mathbf{P} e_S & a_1 \Psi_r^T \mathbf{P} e_T \\ a_2 \Psi_r^T e_R & a_2 \Psi_r^T e_S & a_2 \Psi_r^T e_T \\ K_P & K_P & K_P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad 3.13$$

Burada

$$a_1 = \frac{3 n_p M}{2 J L_r L_s \sigma} \quad , \quad a_2 = \frac{M}{\tau_r \sigma L_s x_3}$$

\mathbf{U} kontrol vektörü ile kayma yüzey vektörü arasında ayrıştırılmış bir ilişki kurmak için köşegenleştirme yöntemi kullanılır^(4,7). Bu yöntem kullanıldığında

kontrol vektörü $\mathbf{s}_2 = [s_R \quad s_S \quad s_T]^T$ kayma yüzey vektörüne bağlı seçilir:

$$\begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} = -U_0 \operatorname{sgn} \mathbf{s}_2 \quad 3.14$$

\mathbf{s}_2 vektörü ile \mathbf{s} vektörü arasında tekil olmayan bir matris ile dönüşüm bulunabilir⁽⁴⁾:

$$\mathbf{s}_2 = \mathbf{\Omega} \mathbf{s} \quad 3.15$$

Bu durumda s_R , s_S ve s_T alt uzaylarında sistem devinimi şöyle ifade edilir:

$$\dot{\mathbf{s}}_2 = \mathbf{\dot{\Omega}} \mathbf{s} + \mathbf{\Omega} \mathbf{F} + \mathbf{\Omega} \mathbf{A} \mathbf{U} \quad 3.16$$

Bu ifade de $\mathbf{\Omega} \mathbf{A}$ köşegen matris olacak şekilde $\mathbf{\Omega}$ matrisi belirlenir⁽⁴⁾:

$$\mathbf{\Omega} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} b_1 \Psi_r^T \mathbf{P} e_R & b_2 \Psi_r^T e_R & 1 \\ b_1 \Psi_r^T \mathbf{P} e_S & b_2 \Psi_r^T e_S & 1 \\ b_1 \Psi_r^T \mathbf{P} e_T & b_2 \Psi_r^T e_T & 1 \end{bmatrix} \quad 3.17$$

Burada

$$b_1 = \frac{3 J L_s L_r}{M x_3^2 \sigma} \quad , \quad b_2 = \frac{3 L_s L_r}{2 M R_r x_3^2 \sigma}$$

Kayma kipin varlığından söz edebilmek için Lyapunov kararlılık şartının sağlanması gerekir:

$$V = 0.5 \mathbf{s}_2^T \mathbf{s}_2 \geq 0$$

$$\frac{dV}{dt} = \mathbf{s}_2^T (\dot{\mathbf{\Omega}} \mathbf{\Omega}^{-1} \mathbf{s}_2 + \mathbf{\Omega} \mathbf{F} + \mathbf{\Omega} \mathbf{A} \mathbf{U}) < 0$$

burada

$$\dot{\mathbf{\Omega}} \mathbf{\Omega}^{-1} \mathbf{s}_2 + \mathbf{\Omega} \mathbf{F} = [k_1 \quad k_2 \quad k_3]^T \quad \mathbf{3.18}$$

olarak tanımlanırsa, U_0 değerinin şu şartı sağlaması gerekir:

$$U_0 > |k_i| \quad ; \quad i = 1, 2, 3 \quad \mathbf{3.19}$$

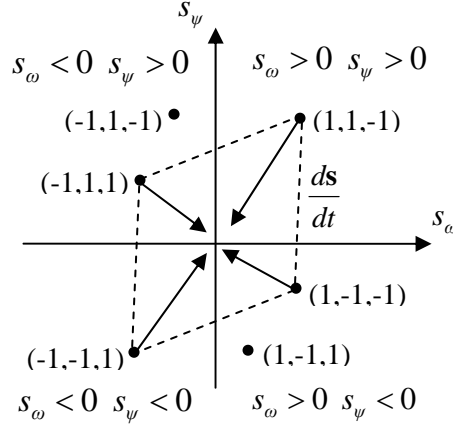
Bu şart sağlandığında $s_R = 0$, $s_S = 0$ ve $s_T = 0$ yüzeylerinde kayma kipi varolur.

Böylece \mathbf{s}_2 'nin tüm bileşenleri sıfır olur. 3.15 denkleminde görüldüğü gibi \mathbf{s} ve \mathbf{s}_2 'den herhangi biri sıfır olunca diğeri de sıfır olmaktadır.

$\mathbf{\Omega}$ matrisi bulunduğu zaman \mathbf{A} matrisindeki terimlere benzer terimlerden meydana geldiği görülür. 3.15 ifadesinden anlaşıldığı gibi köşegenleştirme yöntemi karmaşık hesaplamalar gerektirdiğinden, pratikte bu denetleyicinin kullanılması tercih edilmez. \mathbf{s} vektörünün, tekil olmayan bir vektör yardımıyla \mathbf{s}_2 vektörüne dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu hesaplamalar ise karmaşık ve çok zaman alıcıdır. Kontrol vektörü, sadece s_ω ve s_ψ kayma yüzeyleri aracılığıyla elde edilirse, tasarım işlemleri basitleşir. Tasarımın amacı, U_R , U_S , U_T gerilimlerini sadece s_ω ve s_ψ kayma yüzeyleri ile ilişkilendirmektir. s_ω ve s_ψ 'den meydana gelen S alt uzayındaki sistem devinimi 3.12 denkleminde ifade edilmişti.

3.12 denkleminin kesikli parçası Şekil 3.2'de gösterildiği gibidir. S alt uzayının her bir çeyreğinde kontrol vektörünün en az bir pozisyonu olduğundan, Ψ_r rotor akı vektörünün S alt uzayının her bir çeyreğinde bir pozisyonu olduğu görülmektedir. Şekil 3.2, altı farklı olası kontrol vektörünün pozisyonlarını

göstermektedir. Verilen pozisyonları gerçekleştirecek kontrol vektör bileşenlerinin kombinasyonu parantez içinde $+U_0$ değeri $+1$ ile $-U_0$ değeri -1 ile belirtilmiştir.



Şekil 3.2. Kayma yüzeyleri uzayı

Tasarımın amacı kontrol vektörlerinin Şekil 3.2'deki pozisyonlarına karşılık gelen kontrol eylemleriyle $s_\omega = 0$ ve $s_\psi = 0$ yüzeylerinin kesişiminde kayma kipinin varolmasını sağlamaktır. s_ω ve s_ψ alt uzayındaki 3.1 sisteminde, anahtarlama fonksiyon dinamiği şöyle ifade edilir:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_\omega \\ \dot{s}_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_\omega \\ f_\psi \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn } s_\omega \\ \text{sgn } s_\psi \end{bmatrix} \quad \mathbf{3.20}$$

Kayma kipinin varlığını kesinlikle sağlayacak şartları bulabilmek için, 3.20 sistemine s_ω ve s_ψ alt uzaylarının orijin civarında kararlılık analizi yapılır⁽⁴⁾. Bu analiz şu teorem ile yapılır⁽⁴⁾:

Teorem: Aşağıdaki şartlar sağlanmış ise s_ω ve s_ψ koordinat sisteminin orijini küçük bir alan içinde kararlı olacaktır.

- a) $\mathbf{F} = [f_\omega \quad f_\psi]^T$ vektör fonksiyonu ve $\mathbf{C} = [c_{ij}]$ ($i, j = 1, 2$) matrisi zamanın sürekli fonksiyonu olmalıdır.
- b) $c_{11} > c_{12}$ ve $c_{22} > c_{21}$ olacak şekilde \mathbf{C} matrisi baskın köşegen terimlere sahip olmalıdır.
- c) $|\mu_\omega| < 1$ ve $|\mu_\psi| < 1$ olmak üzere minimum dışbükey kümeye ait olan \mathbf{F} fonksiyon vektörü şöyle ifade edilebilmelidir:

$$\begin{bmatrix} f_\omega \\ f_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_\omega \\ \mu_\psi \end{bmatrix} \quad \mathbf{3.21}$$

(a) koşulu sağlandığında \mathbf{C} ve \mathbf{F} bileşenlerinin sabit değerleri için kararlılık küçük bir alanda incelenebilir. 3.20 sistemi için şöyle bir Lyapunov fonksiyonu seçilirse⁽⁴⁾;

$$V = (c_{11} + c_{12})|s_\omega| + (c_{21} + c_{22})|s_\psi| \quad \mathbf{3.22}$$

$s_\omega, s_\psi \neq 0$ için Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi şöyle ifade edilebilir⁽⁴⁾:

$$\frac{dV}{dt} = (c_{11} + c_{12})(f_\omega \operatorname{sgn} s_\omega - c_{11} - c_{12}) + (c_{21} + c_{22})(f_\psi \operatorname{sgn} s_\psi - c_{22} - c_{21}) \quad \mathbf{3.23}$$

(b) koşulu sağlandığında ve c_{ij} değerleri uygun seçildiğinde V sürekli fonksiyon olduğundan argümanlarının tüm değerleri için \dot{V} 'nin negatif olduğu 3.23 ifadesinden anlaşılmaktadır. Sistem yörüngeleri $s_\omega = 0$, $s_\psi = 0$ yüzeylerine ulaştıklarında, 3.20 denkleminin sağ tarafında süreklilik göstermeyen sgn fonksiyonu bulunduğu için devinim varolabilir. Bu durumda V 'nin değişimini bulmak için denk kontrol yöntemi kullanılır⁽⁴⁾. $s_\omega = 0, s_\psi \neq 0$ olursa ve kayma kipi $s_\omega = 0$ 'da başlarsa, aynı zamanda (c) koşulu da sağlanmışsa denk kontrol şöyle ifade edilebilir⁽⁴⁾:

$$\frac{ds_\omega}{dt} = f_\omega - c_{11}U_{oeq} - c_{12} \operatorname{sgn} s_\psi = 0 \quad \mathbf{3.24}$$

3.24 denklemi, 3.20 denkleminde yerine konursa;

$$\frac{ds_\psi}{dt} = \left(-\frac{c_{21}c_{12}}{c_{11}} + c_{22} \right) (\mu_\psi - \text{sgn } s_\psi) \quad 3.25$$

elde edilir. (a) koşulu sağlandığında ve s_ψ 'nin işareti \dot{s}_ψ 'nin işaretinin zıttı olduğunda tüm $t > 0$ değerleri için V azalır. Sistem yörüngeleri yalnız 3.24 ile tanımlanan yörüngeler boyunca orijinden ayrılabilirdiği için teorem ispatlanmış olur. U_R , U_S ve U_T voltajları s_ω ve s_ψ kayma yüzeylerine şu biçimde bağlı seçilirse;

$$\begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} = -U_0 \text{sgn} \begin{bmatrix} e_{R\alpha} & e_{R\beta} \\ e_{S\alpha} & e_{S\beta} \\ e_{T\alpha} & e_{T\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\psi_{\beta r} & \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\alpha r} & \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \text{sgn } s_\omega \\ \text{sgn } s_\psi \end{bmatrix} \quad 3.26$$

3.12 denkleminin şartlarını sağlar⁽⁴⁾. Kayma kipin kararlılığı için y değeri şu sınırlar içinde seçilerek (b) koşulu yerine getirilir⁽⁴⁾:

$$1/\sqrt{3} \leq y \leq \sqrt{3} \quad 3.27$$

3.26 denklemindeki kontrol vektörlerinin pratikteki kullanımı, köşegenleştirme yöntemi uygulandıktan sonra elde edilen kontrol vektörlerinininkinden daha basittir.

3.1.1.2.3. Akımlara Sınırlama Getirilmesi

Kalkış anında veya ani moment gerektiren hallerde motorlar aşırı akım çekmektedirler. Denetleyici sistemler kontrol hatasını düzeltmek için eviricinin müsaade ettiği akımdan daha fazlasını uyguladıklarında, ya eviricinin anahtarlama elemanları bozulmakta ya da motor zarar görmektedir. Bu yüzden stator akımlarına sınırlama getirilmesi gerekmektedir.

Bu teknikte akımların sınır değerleri için P_1 ve P_2 ($P_2 > P_1$) olmak üzere iki adet sınır değeri kullanılmaktadır. Faz akımlarından herhangi biri P_1 sınırına

ulaştığında elektriksel momenti üreten i_{qs} akım bileşeni azaltılarak akımlar sınırlandırılır. Bu akım bileşeni sıfır olduğunda, motor akımı kontrol hatasını düzeltmek için artmaya devam eder. Akım P_2 üst sınırına ulaştığında i_{ds} magnetizma akımı azaltılır. Bunu uygulamak için faz akımlarından herhangi biri P_1 sınırına ulaştığında $s_\omega = \Psi_r^T \mathbf{P} [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$ ile ve P_2 sınırına ulaştığında $s_\psi = \Psi_r^T [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$ ile değiştirilir.

3.1.1.3. Yorum

Şekil 3.1'den de görüldüğü gibi kayma kipli denetleyici kullanan sürücü sistem basit bir yapıya sahiptir. Kayma kipli denetleyici sadece iki adet kontrol çevrimine ihtiyaç duymaktadır. Ayrıca kayma kipli denetleyici, eviricinin güç anahtarlarını doğrudan anahtarladığı için DGM birimine ihtiyaç yoktur. Bu yüzden θ_s açısının hesaplanmasına da gerek yoktur. Fakat, sistem kararlılığının S alt uzayında, sadece orijine yakın küçük bir alanda kuramsal olarak garanti edilebilmesi bir dezavantajdır.

3.1.2. Dengeli Faz Gerilimleri Sağlayan Doğrudan Anahtarlama Kipli Denetleyici (DFKKD)

Šabanović ve Izosimov⁽⁴⁾'un tekniğinde, denetim kuralının türetilmesi fazlaca karmaşık işlemler gerektirmektedir. Diğer taraftan sistem kararlılığı S alt uzayında, sadece orijine yakın küçük bir alanda kuramsal olarak garanti edilebilmektedir. Bu bölümde bahsedilen teknikte, sistem kararlılığı tamamen kuramsal bir garantiye sahiptir. Aynı zamanda denetim kuralını türetmek için, Utkin⁽⁷⁾'in sistem parametrelerine bağlı tekil olmayan bir matris ile yapılan köşegenleştirme yöntemi

kullanılmamaktadır. Bu teknik Soto ve Yeung⁽¹³⁾ tarafından 1992 yılında önerilmiştir. Algoritma türetilmesi sırasında simetrik kesin pozitif bir matris bulunması halinde, matris ters çevirme işlemine gerek kalmadan denetim kuralının türetilmesini sağlayan bir yöntem kullanılmaktadır. Diğer taraftan bu teknikle, eviricinin dengeli üç faz çıkışa sahip olmasını temin edecek, anahtarlama işaretlerini üreten kayma kipli bir denetleyici geliştirilmektedir.

3.1.2.1. Tasarımda Kullanılan Model Denklemleri

$\omega_g = 0$, $\psi_{qr} = 0$ ve $\dot{\psi}_{qr} = 0$ denge durumunda olan asenkron motorun dördüncü mertebeden modeli şöyle ifade edilebilir:

$$\dot{i}_{ds} = -\frac{R_s L_r + M^2 / \tau_r}{\sigma L_r L_s} i_{ds} + \frac{M}{\tau_r \sigma L_r L_s} \psi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \quad 3.28a$$

$$\dot{i}_{qs} = -\frac{R_s L_r + M^2 / \tau_r}{\sigma L_r L_s} i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega_r \psi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \quad 3.28b$$

$$\dot{\psi}_{dr} = -\frac{1}{\tau_r} \psi_{dr} + \frac{M}{\tau_r} i_{ds} \quad 3.28c$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{3 n_p M}{2 J L_r} \psi_{dr} i_{qs} - \frac{1}{J} T_L \quad 3.28d$$

Asenkron motor nicelikleri x değişkenleri ile X durum uzayında şöyle tanımlanırsa;

$$x_1 = \omega_r \quad 3.29a$$

$$\dot{x}_1 = x_2 = \frac{3 n_p M}{2 J L_r} \psi_{dr} i_{qs} - \frac{T_L}{J} \quad 3.29b$$

$$x_3 = \psi_{dr} \quad 3.29c$$

$$\dot{x}_3 = x_4 = \dot{\psi}_{dr} \quad 3.29d$$

3.28c ifadesinden i_{ds} akımı:

$$i_{ds} = \frac{\tau_r}{M} x_4 + \frac{1}{M} x_3$$

2.59 denkleminde $\omega_g = 0$ ve $\dot{\psi}_{qr} = 0$ için i_{qs} akımı:

$$i_{qs} = -\frac{\tau_r}{M} x_1 x_3$$

bulunur. 3.28 modeli, x değişkenleri cinsinden yeniden şöyle ifade edilebilir:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad \mathbf{3.30a}$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{3n_p}{2J} \left(\frac{x_3 x_4}{R_r} + \frac{M^2 x_3^2}{L_r^2 L_s \sigma} \right) x_1 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{M^2}{\tau_r L_r L_s} \right) x_2 \quad \mathbf{3.30b}$$

$$+ \frac{3n_p M}{2J L_r L_s \sigma} x_3 v_{qs} - \frac{1}{J \sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{M^2}{\tau_r L_r L_s} \right) T_L - \frac{1}{J} \dot{T}_L$$

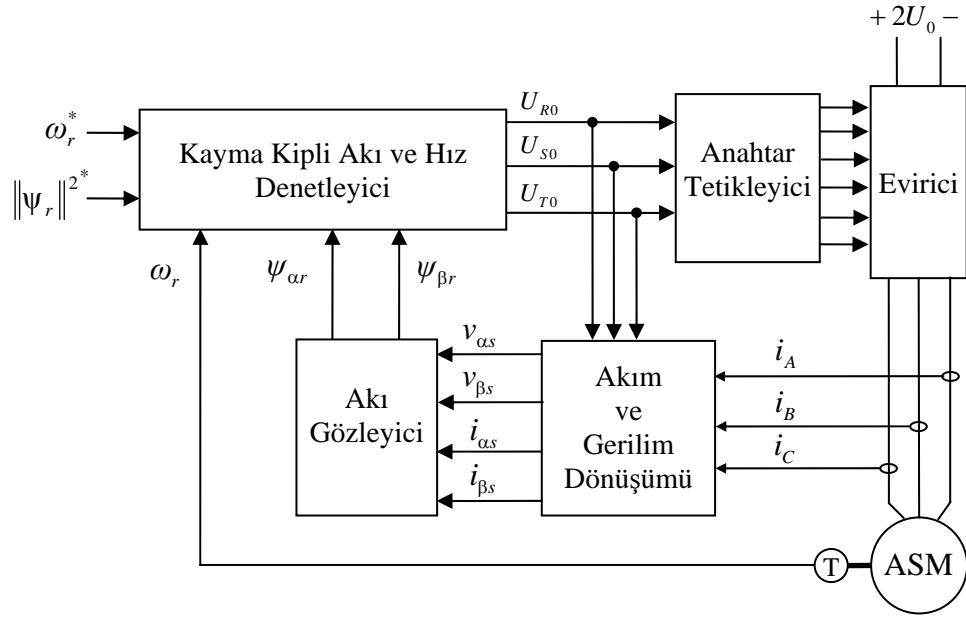
$$\dot{x}_3 = x_4 \quad \mathbf{3.30c}$$

$$\dot{x}_4 = -\frac{1}{\tau_r \tau_s \sigma} x_3 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) x_4 + \frac{M}{\tau_r \sigma L_s} v_{ds} \quad \mathbf{3.30d}$$

Burada x_1 değişkeni hız, x_2 ivme, x_3 rotor akı büyüklüğü, x_4 rotor akı büyüklüğünün değişim oranını temsil eder.

3.1.2.2. Denetim Algoritmasının Türetilmesi

DFKKD'yi kullanan asenkron motor sürücü sistemi, doğrudan vektör kontrol mimarisi üzerine kurulmuştur. Sürücünün kontrol şeması Şekil 3.3'de gösterildiği gibidir. Akı bileşenlerini hesaplamak için 2.68 gözleyicisi kullanılır. Şekilden de görüldüğü gibi basit bir yapıya sahiptir.



Şekil 3.3. DFKKD'yi kullanan sürücü sistemin blok şeması

3.1.2.2.1. Anahtarlama Fonksiyonlarının Seçilmesi

Sistemin geçiş durum davranışı anahtarlama değişkenlerinin seçimine dayanmaktadır. Bu değişkenler, aşma değeri olmadan hızlı geçiş cevabı alınabilecek şekilde belirlenir.

$e_\omega = x_1 - x_1^*$ olmak üzere hız için kayma yüzeyi:

$$s_\omega = \lambda_\omega e_\omega + \dot{e}_\omega \quad 3.31a$$

$e_\psi = x_3^2 - x_3^{2*}$ olmak üzere rotor akısı için kayma yüzeyi:

$$s_\psi = \lambda_\psi e_\psi + \dot{e}_\psi \quad 3.31b$$

olarak tanımlanır.

3.1.2.2.2. Kayma Kipli Denetleyici Tasarımı

Tasarım işlemlerini basitleştirmek için $\mathbf{s} = [s_\omega \quad s_\psi]^T$ kayma yüzeylerinin zamana göre türevleri, \dot{s}_ω , v_{qs} 'ye \dot{s}_ψ , v_{ds} 'ye bağlı olacak şekilde stator voltaj vektörü ayrıştırılır. 3.31 denklem takımının zamana göre türevleri 3.30 denklem takımında yerine konursa şöyle olur:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_\omega \\ \dot{s}_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_\omega^\bullet \\ f_\psi^\bullet \end{bmatrix} + \gamma x_3 \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad 3.32$$

Burada

$$f_\omega^\bullet = -\frac{3n_p}{2J} \left(\frac{x_3 x_4}{R_r} + \frac{M^2 x_3^2}{L_r^2 L_s \sigma} \right) x_1 + \left(\lambda_\omega - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{M^2}{\tau_r L_r L_s} \right) \right) x_2 \quad 3.33$$

$$- \frac{1}{J\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{M^2}{\tau_r L_r L_s} \right) T_L - \frac{1}{J} \dot{T}_L$$

$$f_\psi^\bullet = -\frac{2x_3}{\tau_r \tau_s \sigma} x_3 + 2\lambda_\psi x_3 x_4 - \frac{2x_3}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) x_4 + 2x_4^2 \quad 3.34$$

$$\gamma = \frac{2MR_r}{\sigma L_r L_s}, \quad \delta = \frac{4JR_r}{3n_p} \quad 3.35$$

3.32 denklemi simetrik kesin pozitif bir matris içerecek şekilde düzenlendiğinde, denetim kuralının türetilmesi kolaylaşmaktadır. $d-q$ ve $\alpha-\beta$ eksen koordinat bileşenleri arasında ilişki kuran 3.10 denkleminde faydalanılarak 3.32 denklemi, durgun eksen değişkenleri cinsinden şöyle ifade edilir:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_\omega \\ \dot{s}_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_\omega^\bullet \\ f_\psi^\bullet \end{bmatrix} + \gamma \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\psi_{\beta r} & \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\alpha r} & \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad 3.36$$

$[v_{\alpha s} \quad v_{\beta s}]^T$ vektörü yalnız bırakılırsa;

$$\frac{1}{\gamma\Psi^2} \begin{bmatrix} -\psi_{\beta r} & \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\alpha r} & \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{s}_\omega \\ \dot{s}_\psi \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma\Psi^2} \begin{bmatrix} -\psi_{\beta r} & \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\alpha r} & \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\omega^\bullet \\ f_\psi^\bullet \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad \mathbf{3.37}$$

olur. Burada

$$\Psi = \sqrt{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2}$$

Şu tanımlamalar ile

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} -\psi_{\beta r} & \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\alpha r} & \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \mathbf{3.38}$$

$$\tilde{\mathbf{f}} = \begin{bmatrix} \tilde{f}_\omega \\ \tilde{f}_\psi \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma\Psi^2} \begin{bmatrix} -\psi_{\beta r} & \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\alpha r} & \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\omega^\bullet \\ f_\psi^\bullet \end{bmatrix} \quad \mathbf{3.39}$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} & v_{\beta s} \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{3.40}$$

3.37 denklemini daha sade bir şekilde şöyle yazılabilir:

$$\mathbf{M} \mathbf{T} \begin{bmatrix} \dot{s}_\omega \\ \dot{s}_\psi \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{f}} + \mathbf{u} \quad \mathbf{3.41}$$

Burada

$$\mathbf{M} = \frac{1}{\gamma\Psi^2} \mathbf{T} \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{T}^{-1} \quad \mathbf{3.42}$$

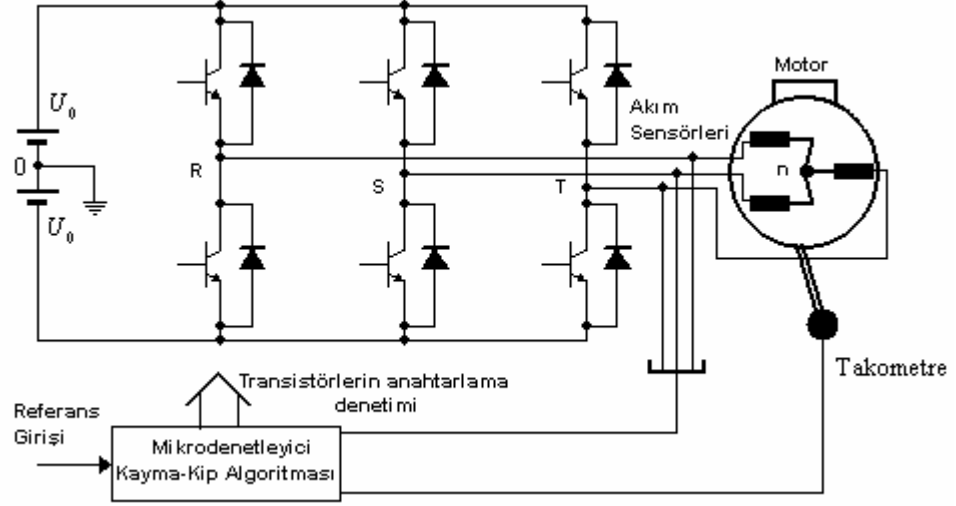
$$= \frac{1}{\gamma\Psi^4} \begin{bmatrix} \delta\psi_{\beta r}^2 + \psi_{\alpha r}^2 & -\delta\psi_{\alpha r}\psi_{\beta r} + \psi_{\alpha r}\psi_{\beta r} \\ -\delta\psi_{\alpha r}\psi_{\beta r} + \psi_{\alpha r}\psi_{\beta r} & \delta\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2 \end{bmatrix}$$

simetrik kesin pozitif bir matrisdir. Bu teknikte Lyapunov fonksiyonu ileride şu anahtarlama değişkeni ile tanımlanacaktır⁽¹³⁾:

$$\mathbf{q} = \mathbf{T} \mathbf{s} \quad \mathbf{3.43}$$

Böylece \mathbf{s} kayma yüzey vektörü, senkron hızda dönen \mathbf{q} kayma yüzey vektörüne dönüştürülmüş olur.

Şekil 3.4’de evirici çıkışının yıldız bağlantı ile üç fazlı asenkron motora bağlanmış hali görülmektedir. Bu teknikle geliştirilen denetleyicinin, 3.1 bölümündeki denetleyiciye göre avantajı, üç fazlı motoru besleyen evirici çıkış gerilimlerinin birbirleri ile dengeli olmasını sağlamasıdır.



Şekil 3.4. Eviricinin yıldız bağlantı ile motora bağlanması

Nötrden izoleli yıldız bağlı motora dengeli üç faz kaynak voltajı sağlandığında, fazdan nötre voltajlar şu şekilde ifade edilir⁽⁶⁰⁾:

$$\begin{bmatrix} U_{Rn} \\ U_{Sn} \\ U_{Tn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{R0} \\ U_{S0} \\ U_{T0} \end{bmatrix} \quad 3.44$$

Çizelge 3.1’de evirici çıkışının alabileceği değerler ve buna karşılık, \mathbf{u} gerilimlerinin ve anahtarlama değişkeninin alacağı değerler görülmektedir. İkinci grup sütunlar, birinci gruptan 3.44 denklemiyle elde edilir. $\alpha - \beta$ eksen takımındaki gerilimler ile üç faz gerilimler arasında şöyle bir ilişki vardır⁽⁶¹⁾:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad 3.45$$

Çizelge 3.1. Evirici çıkış voltajları, \mathbf{u} stator voltajları ve q anahtarlama fonksiyonlarının arasındaki ilişkiler

U_{R0} U_{s0} U_{T0} (U_0 ile çarpılacak)	U_{Rn} U_{Sn} U_{Tn} (U_0 ile çarpılacak)	$v_{\alpha s}$ $v_{\beta s}$ v_0 (U_0 ile çarpılacak)	q_ω q_ψ
-1 -1 -1	0 0 0	0 0 0	
-1 -1 +1	-2/3 -2/3 +4/3	-2/3 $-2/\sqrt{3}$ 0	+ +
-1 +1 -1	-2/3 +4/3 -2/3	-2/3 $+2/\sqrt{3}$ 0	+ -
-1 +1 +1	-4/3 +2/3 +2/3	-4/3 0 0	
+1 -1 -1	+4/3 -2/3 -2/3	+4/3 0 0	
+1 -1 +1	+2/3 -4/3 +2/3	+2/3 $-2/\sqrt{3}$ 0	- +
+1 +1 -1	+2/3 +2/3 -4/3	+2/3 $+2/\sqrt{3}$ 0	- -
+1 +1 +1	0 0 0	0 0 0	

Üçüncü grup sütunlar ikinci grup sütunlardan, 3.45 denklemiyle türetilir. q_ω ve q_ψ işaretleri, $v_{\alpha s}$ ve $v_{\beta s}$ gerilimlerinin işaretlerine göre belirlenir. İleride denetim kuralı türetildiğinde, denetim kuralında eksi işaretinin bulunmasından dolayı, q_ω ve q_ψ anahtarlama değişkenleri, $v_{\alpha s}$ ve $v_{\beta s}$ gerilimlerinin ters işaretlisi olduğu görülecektir. $v_{\alpha s}$ ve $v_{\beta s}$ gerilimlerinin aldıkları değerlere bakıldığında, sadece dört durum için katsayıların mutlak değerlerinin değişmediği görülür. Bu yüzden denetimde sadece bu dört kombinasyon kullanılır.

Kayma kipinin varlığını garanti edecek bir denetim kuralı türetmek için doğrudan Lyapunov yöntemi kullanılır⁽¹³⁾. Lyapunov enerji fonksiyonu şöyle tanımlanır:

$$\mathbf{V}(\mathbf{q}, t) = \mathbf{q}^T \mathbf{M} \mathbf{q} \quad 3.46$$

Kararlılık için Lyapunov enerji fonksiyonunun aldığı değerlerin zamanla azalması gerekir:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{q}, t) \leq -\eta |\mathbf{q}| \quad 3.47$$

Türevi şöyle olur:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{q}, t) = \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{M} \mathbf{q} + \mathbf{q}^T \dot{\mathbf{M}} \mathbf{q} + \mathbf{q}^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{q}} \leq -\eta |\mathbf{q}| \quad 3.48$$

Simetrik bir matris olan \mathbf{M} 'nin bu özelliğinden faydalanarak 3.48 koşulu tekrar şu şekilde ifade edilebilir:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{q}, t) = 2 \mathbf{q}^T \left(\mathbf{M} \dot{\mathbf{q}} + \frac{\dot{\mathbf{M}}}{2} \mathbf{q} \right) \leq -\eta |\mathbf{q}| \quad 3.49$$

Buradaki amaç, 3.49 koşulunu sağlayacak \mathbf{u} stator gerilimlerini belirlemektir. \mathbf{u} stator gerilimleri $\mathbf{M} \dot{\mathbf{q}}$ teriminden kolayca elde edilir. 3.43 ifadesinde \mathbf{q} 'nun zamana göre türevi şöyle olur:

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{T}\dot{\mathbf{s}} + \dot{\mathbf{T}}\mathbf{s} \quad 3.50$$

Bu denklemden $\mathbf{T}\dot{\mathbf{s}}$ terimi çekilirse

$$\mathbf{T}\dot{\mathbf{s}} = \dot{\mathbf{q}} - \dot{\mathbf{T}}\mathbf{s} \quad 3.51$$

olur. Bu sonuç, 3.41 denkleminde yerine konursa

$$\mathbf{M}(\dot{\mathbf{q}} - \dot{\mathbf{T}}\mathbf{s}) = \tilde{\mathbf{f}} + \mathbf{u} \quad 3.52$$

elde edilir. $\hat{\mathbf{f}}$ tahmini fonksiyonu şu şekilde tanımlanırsa;

$$\hat{\mathbf{f}} \equiv \tilde{\mathbf{f}} + \mathbf{M}\dot{\mathbf{T}}\mathbf{s} \quad 3.53$$

3.52 denklemini şu şekilde yazılabilir:

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{q}} = \hat{\mathbf{f}} + \mathbf{u} \quad 3.54$$

Bu türetimden sonra 3.49 koşulu şöyle ifade edilir:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{q}, t) = 2 \mathbf{q}^T \left(\hat{\mathbf{f}} + \mathbf{u} + \frac{\dot{\mathbf{M}}}{2} \mathbf{q} \right) \quad 3.55$$

Dengeli faz gerilimleri elde etmek için Çizelge 3.1'deki $v_{\alpha s}$ ve $v_{\beta s}$ gerilimlerinin katsayılarına bakılarak denetim kuralının katsayıları belirlenir :

$$v_{\alpha s} = -\frac{2}{3} U_0 \operatorname{sgn} q_\omega \quad 3.56a$$

$$v_{\beta s} = -\frac{2}{\sqrt{3}} U_0 \operatorname{sgn} q_\psi \quad 3.56b$$

Kayma şartını sağlayacak minimum U_0 değerini bulmak için 3.55 ifadesinde 3.56 denklemleri yerine konur:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{q}, t) = 2 \mathbf{q}^T \left(\begin{bmatrix} \hat{f}_\omega \\ \hat{f}_\psi \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{2}{3} U_0 \operatorname{sgn} q_\omega \\ \frac{2}{\sqrt{3}} U_0 \operatorname{sgn} q_\psi \end{bmatrix} + \frac{\dot{\mathbf{M}}}{2} \mathbf{q} \right) \leq -\eta |\mathbf{q}| \quad 3.57$$

Buradan, $m_{ij} = [\mathbf{M}]_{ij}$ olmak üzere minimum U_0 değeri şöyle olur:

$$\frac{2}{3} U_0 > \left| \hat{f}_\omega \right| + \left| \frac{\dot{m}_{11}}{2} \right| |q_\omega| + \left| \frac{\dot{m}_{12}}{2} \right| |q_\psi| + \frac{\eta}{2} \quad 3.58a$$

$$\frac{2}{\sqrt{3}} U_0 > \left| \hat{f}_\psi \right| + \left| \frac{\dot{m}_{21}}{2} \right| |q_\omega| + \left| \frac{\dot{m}_{22}}{2} \right| |q_\psi| + \frac{\eta}{2} \quad 3.58b$$

3.58 denklemindeki U_0 , denetim kuralında kullanıldığında kayma şartı sağlanmış olur:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{q}, t) \leq -\eta (|q_\omega| + |q_\psi|) \leq -\eta |\mathbf{q}|$$

Çizelge 3.1'den anlaşıldığı gibi denetim kuralı, doğrudan U_{R0} , U_{s0} ve U_{T0} faz voltajları cinsinden şöyle olur:

$$U_{R0} = -U_0 \operatorname{sgn} q_\omega \quad \mathbf{3.59a}$$

$$U_{S0} = -U_0 \operatorname{sgn} q_\psi \quad \mathbf{3.59b}$$

$$U_{T0} = +U_0 \operatorname{sgn} q_\psi \quad \mathbf{3.59c}$$

3.59 ifadesinden anlaşıldığı gibi eviricinin güç elemanları sadece iki adet anahtarlama değişkeni ile anahtarlanmaktadır. Aynı zamanda bu anahtarlama işaretleri aracılığıyla, motora dengeli üç fazlı voltaj kaynağı sağlanmış olmaktadır.

3.1.2.3. Yorum

Şekil 3.3'den de görüldüğü gibi sürücü sistem basit bir yapıya sahiptir. Bu denetleyicinin özellikleri birkaç fark haricinde bir önceki bölümde bahsedilen denetleyicinin özellikleriyle aynıdır. En önemli farklarından birisi; bu denetleyici, eviricinin dengeli üç faz gerilimi üretmesini sağlayacak şekilde anahtarlama sinyalleri üretmektedir. Fakat 3.1 bölümündeki denetleyicide olduğu gibi akımlara sınırlama getirecek bir algoritmaya sahip değildir. Diğer taraftan rotor akı modülünün karesi denetlendiği için rotor akısının arzulan değeri civarında salınımlar meydana gelebilir. Denetim kuralının türetilmesinde Utkin⁽⁷⁾'nin köşegenleştirme yönteminden daha kolay bir yöntem kullanıldığı için tasarım işlemleri daha zahmetsizdir. Dengeli üç faz sağlayacak şekilde bir algoritmaya sahip olduğundan, üçgen karşılaştırmalı darbe genişlik modülatörünün ürettiği anahtarlama işaretlerine benzer işaretler üretir.

Bu teknikle tasarlanan kayma kipli denetleyici, sistem parametrelerine ihtiyaç duymamaktadır. Fakat 2.68 akı gözleyicisi L_r , L_s , M ve R_s parametrelerine ihtiyaç duyar. 2.68 denkleminde bakıldığında $\psi_{\alpha r}$ ve $\psi_{\beta r}$ akılarını üreten denklemlerin

birbirleriyle simetrik olduğu görülür. Herhangi bir parametrede sapma olduğunda her iki akı bileşeni de aynı oranda etkilenir. Bu durumda 3.10 denkleminde görüldüğü gibi dönüşümlerde bir hata olmaz. Fakat $\|\psi_r\|$ akı modülü yanlış hesaplanmış olur. Bu yüzden denetleyici yanlış bilgilendirilmiş olur. Diğer taraftan kayma kipli denetleyici sistem parametreleri içermediğinden gürültüden daha fazla etkilenir.

3.1.3. Kaskad Yapı Performansına Sahip Tek Kontrol Çevrimli Kayma Kipli Denetim (KPKKD)

Kayma kip tekniğinin denetim kuralı, anahtarlama fonksiyonu içerdiğinden kayma yüzeyinde sürekli değildir. Bu durum akım harmonikleri, moment titreşimleri ve motorun mekanik aksamında akustik gürültü meydana gelmesi gibi zararlı etkilere sebep olmaktadır. Bu zararlı etkileri yok etmek için sınır katmanı kullanılmaktadır; fakat sınır katmanı kalıcı durum hatasına sebep olabilmektedir. Dört kontrol çevrimine sahip kaskad yapılu sürücülerde⁽²¹⁾ bu durum oluşmamakta aynı zamanda akımlara sınırlama da getirilebilmektedir.

Cupertino ve arkadaşları⁽²¹⁾ 2000 yılında kaskad yapı performansını iki kontrol çevrimi ile sağlayacak bir sürücü önermişlerdir. Bu sürücünün bir diğer özelliğı denetimi yapılan akı ve hız niceliklerinin, bir referans değerinden diğerine geçiş yaparlarken değişimlerini sabit tutmasıdır. Bu yüzden denetleyiciden kaynaklanan moment atışları ve akustik gürültüler oluşmamaktadır. Böylece akımlar da sınırlandırılabilir.

3.1.3.1. Tasarımda Kullanılan Model denklemleri

Kayma kipli denetleyicide akı ve hız denetiminin her biri için sadece bir adet kontrol çevrimi olduğundan, i_{qs} ve i_{ds} akımlarının denetimi için ayrıca kontrol çevrimi bulunmamaktadır. Bu yüzden türetilecek hız denkleminin, i_{qs} moment akımını ihtiva etmesi şart değildir. Bu denklem, 2.60 denkleminde i_{qs} akımının türevi 2.57 denkleminde eşitlenerek elde edilir⁽²¹⁾ :

$$\ddot{\omega}_r = -\frac{1}{a_\omega} f_\omega - \frac{1}{a_\omega} f_i - \frac{1}{a_\omega} d_\omega + \frac{1}{a_\omega} v_{qs} \quad 3.60$$

Burada

$$a_\omega = \frac{2}{3} \frac{J L_r L_s \sigma}{n_p M^2 i_{s\psi}}$$

$$f_\omega = \frac{2J}{3} \frac{R_s R_r (\tau_r + \tau_s)}{n_p M^2 i_{s\psi}} \dot{\omega}_r + L_s i_{s\psi} \omega_r$$

$$f_i = \omega_s L_s \sigma (i_{ds} - i_{s\psi})$$

$$d_\omega = \frac{2}{3} \frac{L_r L_s \sigma}{n_p M^2 i_{s\psi}} \dot{T}_L + \frac{2}{3} \frac{R_r R_s (\tau_r + \tau_s)}{n_p M^2 i_{s\psi}} T_L$$

$$i_{s\psi} = \frac{\sqrt{\psi_{dr}^2 + \psi_{qr}^2}}{M} = \frac{\sqrt{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2}}{M}$$

$i_{s\psi}$, rotor akısını üreten stator akım bileşenidir. Aynı şekilde 2.58 denkleminde i_{ds} akımının türevi 2.56 denkleminde eşitlenirse akı denetimi için $i_{s\psi}$ 'nin ikinci mertebeden türev ifadesi bulunmuş olur⁽²¹⁾:

$$\ddot{i}_{s\psi} = -\frac{1}{a_\psi} f_\psi(i_{s\psi}, t) - \frac{1}{a_\psi} f_q(t) + \frac{1}{a_\psi} v_{ds} \quad 3.61$$

Burada

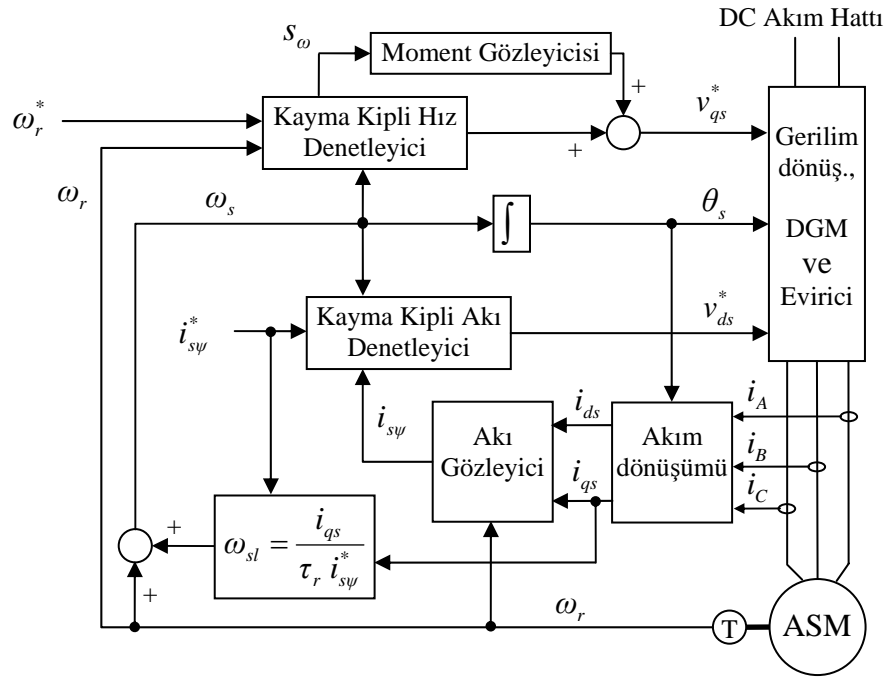
$$a_{\psi} = \tau_r L_s \sigma$$

$$f_{\psi}(i_{s\psi}, t) = R_s i_{s\psi} + R_s (\tau_r + \tau_s) \dot{i}_{s\psi}$$

$$f_q(t) = -\omega_s \sigma L_s i_{qs}$$

3.1.3.2. Denetim Algoritmasının Türetilmesi

Sürücü sistem, dolaylı vektör kontrol mimarisi üzerine kurulmuştur. Kontrol şeması Şekil 3.5’de gösterildiği gibidir.



Şekil 3.5. KPKKD’yi kullanan sürücü sistemin blok şeması

Akı bileşenlerini hesaplamak için doğal gözleyici kullanılmıştır⁽⁵⁸⁾. Moment gözleyicisi ileride anlatılacaktır.

3.1.3.2.1. Anahtarlama Fonksiyonlarının Seçilmesi

$e_\omega = \omega_r - \omega_r^*$ olmak üzere hız için kayma yüzeyi:

$$s_\omega = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_\omega \right) e_\omega = \dot{e}_\omega + \lambda_\omega e_\omega = 0 \quad 3.62$$

$e_\psi = i_{s\psi} - i_{s\psi}^*$ olmak üzere akı için kayma yüzeyi:

$$s_\psi = \dot{e}_\psi + \lambda_\psi e_\psi = 0 \quad 3.63$$

olarak tanımlanır.

3.1.3.2.2. Kayma Kipli Hız Denetleyici Tasarımı

Sistem yörüngelerinin kayma yüzeyinde sürekliliğini sağlayacak denk denetim kuralı şöyle bulunmaktadır:

$$\dot{s}_\omega = \ddot{e}_\omega + \lambda_\omega \dot{e}_\omega = 0 \quad 3.64$$

v_{qs} voltajıyla ilişkili $\dot{s}_\omega = 0$ 'ı elde etmek için 3.60 denkleminde yararlanılır.

$$\dot{s}_\omega = -\frac{1}{a_\omega} f_\omega - \frac{1}{a_\omega} f_i - \frac{1}{a_\omega} d_\omega + \frac{1}{a_\omega} v_{qs} - \ddot{\omega}_r^* + \lambda_\omega \dot{e}_\omega = 0$$

Buradan denk denetim fonksiyonu şöyle bulunur:

$$\hat{v}_{qs} = \hat{f}_\omega + \hat{f}_i + d_\omega + a_\omega \ddot{\omega}_r^* - a_\omega \lambda_\omega \dot{e}_\omega \quad 3.65$$

Denk denetim fonksiyonuna sahip denetim kuralı şöyle olur:

$$v_{qs} = \hat{v}_{qs} - k_\omega \operatorname{sgn}(s_\omega)$$

$$v_{qs} = \hat{f}_\omega + \hat{f}_i + d_\omega + a_\omega \ddot{\omega}_r^* - a_\omega \lambda_\omega \dot{e}_\omega - k_\omega \operatorname{sgn}(s_\omega)$$

Referans hız değeri sabit ve yük momentini sıfır kabul edilirse denetim kuralı şöyle ifade edilebilir:

$$v_{qs} = \hat{f}_\omega + \hat{f}_i - a_\omega \lambda_\omega \dot{e}_\omega - k_\omega \text{sgn}(s_\omega) \quad 3.66$$

Lyapunov kararlılık şartı anahtarlama kuralı olarak kullanılacağı için şu şartın sağlanması gerekmektedir:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s_\omega^2 \leq -\eta_\omega |s_\omega| \quad 3.67$$

$$\dot{s}_\omega \text{sgn}(s_\omega) \leq -\eta_\omega \quad 3.68$$

$$\left(-\frac{1}{a_\omega} f_\omega - \frac{1}{a_\omega} f_i - \frac{1}{a_\omega} d_\omega + \frac{1}{a_\omega} v_{qs} - \ddot{\omega}_r^* + \lambda_\omega \dot{e}_\omega \right) \text{sgn}(s_\omega) \leq -\eta_\omega \quad 3.69$$

$$\left(-\frac{1}{a_\omega} f_\omega - \frac{1}{a_\omega} f_i - \frac{1}{a_\omega} d_\omega + \frac{1}{a_\omega} \hat{f}_\omega + \frac{1}{a_\omega} \hat{f}_i - \frac{k_\omega}{a_\omega} \text{sgn}(s_\omega) - \ddot{\omega}_r^* \right) \text{sgn}(s_\omega) \leq -\eta_\omega \quad 3.70$$

\hat{f}_ω ve \hat{f}_i tahmini fonksiyonlarının şöyle bilindiği farzedilirse;

$$f_\omega = \hat{f}_\omega + \Delta f_\omega, \quad f_i = \hat{f}_i + \Delta f_i$$

3.70 eşitsizliği şu şekilde tekrar ifade edilebilir :

$$\left(-\frac{1}{a_\omega} \Delta f_\omega - \frac{1}{a_\omega} \Delta f_i - \frac{1}{a_\omega} d_\omega - \ddot{\omega}_r^* - \frac{k_\omega}{a_\omega} \text{sgn}(s_\omega) \right) \text{sgn}(s_\omega) \leq -\eta_\omega \quad 3.71$$

$$\left(-\frac{1}{a_\omega} \Delta f_\omega - \frac{1}{a_\omega} \Delta f_i - \frac{1}{a_\omega} d_\omega - \ddot{\omega}_r^* \right) \text{sgn}(s_\omega) \leq \frac{k_\omega}{a_\omega} - \eta_\omega \quad 3.72$$

Belirsizliklerin şöyle üstten sınırlı olduğu kabul edildiğinde:

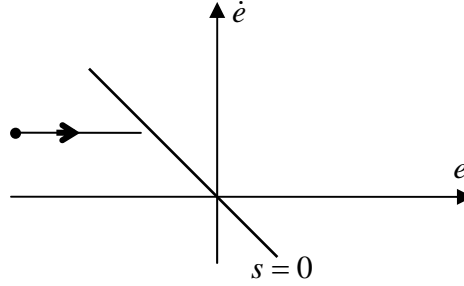
$$F_\omega \geq |\Delta f_\omega|, \quad F_i \geq |\Delta f_i|, \quad D_\omega \geq |d_\omega|, \quad \Omega_r \geq |\ddot{\omega}_r^*|$$

3.72 eşitsizliğinin sağlanması için k_ω 'nın şu şartı sağlaması gerekir:

$$k_\omega \geq F_\omega + F_i + D_\omega + \Omega_r + a_\omega \eta_\omega \quad 3.73$$

Kayma kipli denetleyicinin parametreleri kayma yüzeyine ulaştıracak sistem yörüngelerini belirlemektedir. Bir referans değerden diğerine hız geçişi esnasında, bu yörüngeler arasından i_{qs} akımının maksimum değerine eşit olduğu yörünge

seçilebilir ve bu yörünge üzerinden kayma yüzeyine ulaşılabilir. Böylece i_{qs} akımı i_{qs}^{maks} akımına eşit olacağı için sınırlandırılmış olur. Aynı zamanda yük momentinin sabit olduğu farzedilirse, i_{qs} akımı sabit olduğundan durum düzlemindeki istenen yörünge, hata değişimi sabit olan düz bir yol olur⁽²¹⁾. Böylece hız doğrusal olarak referans değerine ulaşır. Bu durum Şekil 3.6'da görüldüğü gibi geçiş sırasında, i_{qs} akımı sabit olduğu ve hız doğrusal olarak değiştiği için, kayma kipli denetleyici akım harmonikleri ve moment titreşimleri gibi zararlı etkilere sebep olmayacaktır.



Şekil 3.6. Sistem yörüngelerinin sabit hata değişimi ile kayma yüzeyine gidişi

Denetim kuralı sgn fonksiyonu içerdiği için kontrol değişkenlerinde yüksek frekanslı çığırta sebeptir. Bu çığırta azaltmak için sgn fonksiyonu yerine sınır katmanı içeren $\text{sat}(s_\omega/\phi_\omega)$ doyum fonksiyonu kullanılmaktadır. Hız hata değişiminin sabit olmasını sağlayacak algoritma dizaynı, sabit hız referansı ve sabit yük-momenti varsayımı altında gerçekleştirilir. Bu yüzden

$$\Omega_r = 0 ; \quad d_\omega = \frac{2 R_r R_s (\tau_r + \tau_s)}{3 n_p M^2 i_{s\psi}} T_L$$

olur. 3.68 ve 3.71 denklemlerinden \dot{s}_ω , sgn fonksiyonu yerine $\text{sat}(s_\omega/\phi_\omega)$

fonksiyonu kullanılarak şöyle ifade edilebilir:

$$\dot{s}_\omega + \frac{k_\omega}{a_\omega} \text{sat}\left(\frac{s_\omega}{\phi_\omega}\right) = -\frac{1}{a_\omega} \Delta f_\omega - \frac{1}{a_\omega} \Delta f_i - \frac{1}{a_\omega} d_\omega \quad 3.74$$

$$a_\omega \dot{s}_\omega + k_\omega \text{sat}\left(\frac{s_\omega}{\phi_\omega}\right) = -\Delta f_\omega - \Delta f_i - d_\omega \quad 3.75$$

Pozitif bir referans hız değeri uygulandığında $\text{sat}(s_\omega/\phi_\omega) = -1$ sağlayacak kadar büyük negatif bir hız hatası olduğu farzedilirse ve parametre belirsizliği ihmal edilirse ($\Delta f_\omega = 0$ ve $\Delta f_i = 0$);

$$\dot{s}_\omega = \frac{1}{a_\omega} (k_\omega - d_\omega) \quad 3.76$$

olur. 3.64 denkleminde geçiş süresince hız hata değişiminin kalıcı hal değeri 3.76 denkleminde

$$\dot{e}_\omega = \frac{\dot{s}_\omega}{\lambda_\omega} = \frac{1}{\lambda_\omega a_\omega} (k_\omega - d_\omega) \quad 3.77$$

olarak bulunur. 2.60 ifadesinde $f_d = 0$ ve $\psi_{qr} = 0$ kabulleri altında, i_{qs} akımı ile hız arasında şöyle bir ilişki vardır:

$$i_{qs} = \frac{2}{3} \frac{JL_r \dot{\omega}_r + L_r T_L}{n_p M^2 i_{s\psi}} \quad 3.78$$

Hız referansı sabit kabul edildiğinden, $\dot{e}_\omega = \dot{\omega}_r$ olarak kabul edilebilir. 3.77 denkleminde 3.78 denkleminde yerine konursa;

$$i_{qs}^{geç} = \frac{2}{3} \frac{L_r}{n_p M^2 i_{s\psi}} \left(\frac{Jk_\omega}{\lambda_\omega a_\omega} + \left(1 - \frac{2}{3} \frac{JR_r R_s (\tau_r + \tau_s)}{n_p \lambda_\omega a_\omega M^2 i_{s\psi}} \right) T_L \right) \quad 3.79$$

hız geçişi esnasında çekilecek $i_{qs}^{geç}$ geçiş akımı bulunur. Hız geçişi esnasında denetleyicinin yük momentinden etkilenmemesi için ($i_{qs}^{geç}$ geçiş akımını yük momentinden bağımsız duruma getirmek için)

$$\lambda_{\omega} = \frac{\tau_r + \tau_s}{\tau_r \tau_s \sigma} \quad 3.80$$

olarak seçilirse geçiş akımı şöyle olur:

$$i_{qs}^{geç} = \frac{\tau_r k_{\omega}}{R_s (\tau_r + \tau_s)} \quad 3.81$$

En fazla akım hız geçişi esnasında çekildiğinden, i_{qs} akımını sınırlandırmak maksadıyla $i_{qs}^{geç}$ geçiş akımı i_{qs}^{maks} akımı olarak kabul edilir. i_{qs}^{maks} akımının çekilmesini sağlayacak k_{ω} anahtarlama genliği şöyle olur:

$$k_{\omega} = \frac{R_s (\tau_r + \tau_s) i_{qs}^{maks}}{\tau_r} \quad 3.82$$

Buradan anlaşıldığı gibi $|s_{\omega}| > \phi_{\omega}$ olacak kadar büyük bir hız hatasında, çekilecek olan $i_{qs}^{geç}$ geçiş akımı i_{qs}^{maks} 'a eşit sabit bir değerdir. Böylece kayma kipli hız denetleyicisi, i_{qs} akımı için kontrol çevrimine ihtiyaç duymayan bir yapıya sahip olmaktadır.

3.75 denklemini, sistem yörüngelerinin sınır katmanı içinde ($|s_{\omega}| \leq \phi_{\omega}$) bulunduğu durum için şöyle ifade edilebilir :

$$\frac{a_{\omega} \phi_{\omega}}{k_{\omega}} \dot{s}_{\omega} + s_{\omega} = \frac{\phi_{\omega}}{k_{\omega}} (-\Delta f_{\omega} - \Delta f_i - d_{\omega}) \quad 3.83$$

3.62 ve 3.83 ifadelerinden kalıcı hal hız hatası şöyle elde edilir:

$$|e_{\omega}| = \frac{1}{\lambda_{\omega}} |s_{\omega}| = \frac{\phi_{\omega} |-\Delta f_{\omega} - \Delta f_i - d_{\omega}|}{\lambda_{\omega} k_{\omega}} \leq \frac{\phi_{\omega}}{\lambda_{\omega}} \quad 3.84$$

Sistem yörüngeleri sınır katmanı dışındayken, sürücünün hız geçiş performansı yük momentinden bağımsız olacak şekilde kayma kipli denetleyici parametreleri belirlenmişti. Sistem yörüngeleri sınır katmanına girdiğinde ise sürücünün

performansı, daha çok ϕ_ω sınır katman kalınlığına bağlı duruma gelir. ϕ_ω gereğinden büyük seçilirse, kabul edilemeyecek büyüklükte kalıcı hal hız hatası meydana gelir. ϕ_ω çok küçük seçilirse, kalıcı hal hız hatası azalır fakat sistem çıkışında çırtırtı meydana gelir. Hem kararlı hal hatasını hem de çırtırtıyı azaltmak için, bilinmeyen harici yükleri tahmin eden bir gözleyici kullanılır. Bu yük momenti gözleyicisi şöyledir⁽²¹⁾:

$$\frac{d}{dt} \hat{\gamma} = -k_1 \dot{s}_\omega - k_2 s_\omega \quad 3.85$$

Buradaki $\hat{\gamma}$ terimi harici yükleri karşılamak için denetim kuralında kullanılacak bir nicelik, k_1 ve k_2 pozitif sabitlerdir. Yük momenti gözleyicisi, sadece sınır katmanı içinde etkisini göstermesi için şu şekilde kullanılır:

$$v_\gamma = \hat{\gamma} \left(1 - \left| \text{sat} \left(\frac{s_\omega}{\phi_\omega} \right) \right| \right) \quad 3.86$$

Çırtırtıyı önlemek için yeterince büyük seçilmiş sınır katmanı kullanılırsa, sistem yörüngeleri sınır katmanındayken, bu yük-moment kompanzasyonu ile hız hatası sıfıra giderek sistem yörüngeleri kayma yüzeyine taşınır. Kayma kipli denetleyici parametreleri belirlendiği için, 3.66 denetim kuralının gözleyici eklenmiş son hali şöyle olur:

$$\begin{aligned} \hat{v}_{qs} &= L_s i_{sy} \omega_r + \omega_s L_s \sigma (i_{ds} - i_{sy}) \\ v_{qs} &= \hat{v}_{qs} - k_\omega \text{sat} \left(\frac{s_\omega}{\phi_\omega} \right) + v_\gamma \end{aligned} \quad 3.87$$

3.1.3.2.3. Kayma Kipli Akı Denetleyici Tasarımı

Rotor akı denetleyici tasarımı bir kaç değişiklik haricinde hız denetleyici

tasarımı ile aynıdır. Denk denetim kuralı şu denklemden elde edilir:

$$\dot{s}_\psi = \ddot{e}_\psi + \lambda_\psi \dot{e}_\psi = -\frac{1}{a_\psi} f_\psi - \frac{1}{a_\psi} f_q + \frac{1}{a_\psi} v_{ds} - \ddot{i}_{s\psi}^* + \lambda_\psi \dot{e}_\psi = 0 \quad 3.88$$

buradan denk denetim kuralı şöyle bulunur:

$$\hat{v}_{ds} = \hat{f}_\psi + \hat{f}_q + a_\psi \ddot{i}_{s\psi}^* - a_\psi \lambda_\psi \dot{e}_\psi$$

Referans $i_{s\psi}$ akımı sabit olduğundan denk denetimi içeren denetim kuralı şöyle ifade edilebilir:

$$v_{ds} = \hat{f}_\psi + \hat{f}_q - a_\psi \lambda_\psi \dot{e}_\psi - k_\psi \operatorname{sgn}(s_\psi) \quad 3.89$$

k_ψ anahtarlama genliği Lyapunov kararlılık şartıyla belirlenir:

$$s_\psi \dot{s}_\psi \leq -\eta_\psi |s_\psi|$$

$$\dot{s}_\psi \operatorname{sgn}(s_\psi) \leq -\eta_\psi \quad 3.90$$

$$\left(-\frac{1}{a_\psi} f_\psi - \frac{1}{a_\psi} f_q + \frac{1}{a_\psi} \hat{f}_\psi + \frac{1}{a_\psi} \hat{f}_q - \ddot{i}_{s\psi}^* - \frac{k_\psi}{a_\psi} \operatorname{sgn}(s_\psi) \right) \operatorname{sgn}(s_\psi) \leq -\eta_\psi \quad 3.91$$

\hat{f}_ψ ve \hat{f}_q tahmini fonksiyonlarının şöyle bilindiği farzedilirse:

$$f_\psi = \hat{f}_\psi + \Delta f_\psi ; \quad f_q = \hat{f}_q + \Delta f_q$$

3.91 eşitsizliği şu şekilde tekrar yazılabilir:

$$\left(\frac{1}{a_\psi} \Delta f_\psi + \frac{1}{a_\psi} \Delta f_q - \ddot{i}_{s\psi}^* - \frac{k_\psi}{a_\psi} \operatorname{sgn}(s_\psi) \right) \operatorname{sgn}(s_\psi) \leq -\eta_\psi \quad 3.92$$

Belirsizliklerin şöyle üstten sınırlı olduğu kabul edilirse;

$$F_\psi \geq |\Delta f_\psi| , \quad F_q \geq |\Delta f_q| \quad \text{ve} \quad I_{s\psi} \geq |\ddot{i}_{s\psi}^*| \quad 3.93$$

Lyapunov kararlılık şartını sağlayacak minimum k_ψ şu olur:

$$k_\psi = F_\psi + F_q + a_\psi I_{s\psi} + a_\psi \eta_\psi \quad 3.94$$

Rotor akısının sabit tutulması gerektiği için $i_{s\psi}^* = 0$ 'dır. 3.90 ve 3.92 denklemlerinden sgn fonksiyonu yerine $\text{sat}(s_\omega/\phi_\omega)$ kullanılarak \dot{s}_ψ şu biçime dönüşür:

$$a_\psi \dot{s}_\psi + k_\psi \text{sat}\left(\frac{s_\psi}{\phi_\psi}\right) = \Delta f_\psi + \Delta f_q \quad 3.95$$

Parametre belirsizliği ihmal edilirse ($\Delta f_\psi = 0$ ve $\Delta f_q = 0$), sistem yörüngelerinin sınır katmanı dışında buldukları durum ($\text{sat}(s_\omega/\phi_\omega) = -1$) için 3.95 denklemi ışığında 3.88 denkleminde, akı denetleyicisinin geçiş performansının düzenlenmesinde kullanılacak hata değişiminin kalıcı hal değeri şöyle bulunur:

$$i_{s\psi} = \dot{e}_\psi = \frac{\dot{s}_\psi}{\lambda_\psi} = \frac{k_\psi}{a_\psi \lambda_\psi} \quad 3.96$$

Geçiş esnasındaki i_{ds} akımını bulmak için $\psi_{qr} = 0$ kabulü altında 2.58 denkleminde $i_{s\psi}$ ve i_{ds} akımları arasındaki şu ilişki kullanılır:

$$i_{ds}^{geç} = \tau_r \dot{i}_{s\psi} + i_{s\psi} = \frac{\tau_r}{a_\psi \lambda_\psi} k_\psi (i_{s\psi}, t) + i_{s\psi} \quad 3.97$$

$i_{ds}^{geç}$ geçiş akımı i_{ds}^{maks} akımına eşit seçilirse, geçiş esnasında izin verilen maksimum akım değerini sağlayacak k_ψ değeri şu olur:

$$k_\psi = \frac{a_\psi \lambda_\psi}{\tau_r} (i_{ds}^{maks} - i_{s\psi}) = \lambda_\psi \sigma L_s (i_{ds}^{maks} - i_{s\psi}) \quad 3.98$$

Görüldüğü gibi k_ψ sabit değil $i_{s\psi}$ akımına bağlı bir fonksiyondur.

Sistem yörüngelerinin sınır katmanı içinde ($|s_\psi| \leq \phi_\psi$) bulunduğu durum için

3.95 ifadesinden dolayı $i_{s\psi}$ 'nin kalıcı hal hata değeri şöyle olur:

$$e_{\psi} = \frac{1}{\lambda_{\psi}} |s_{\psi}| = \frac{\phi_{\psi} |\Delta f_{\psi} + \Delta f_q|}{\lambda_{\psi} k_{\psi}} \leq \frac{\phi_{\psi}}{\lambda_{\psi}} \quad 3.99$$

Kalıcı hal $i_{s\psi}$ hatası yeterince küçük olacak şekilde ϕ_{ψ} değeri seçilir. 3.89 denetim kuralını türevli bileşenlerden kurtarmak için

$$\lambda_{\psi} = \frac{\tau_r + \tau_s}{\tau_r \tau_s \sigma} \quad 3.100$$

seçilirse denetim kuralı şu hale gelir:

$$v_{ds} = R_s i_{s\psi} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} - k_{\psi} \text{sat} \left(\frac{s_{\psi}}{\phi_{\psi}} \right) \quad 3.101$$

3.1.3.3. Yorum

Kayma kipli denetleyiciler sistem değişkenlerinde çırtıya sebep olduğundan, tam anlamıyla oryantasyon sağlanamamaktadır. Özellikle hız geçişi esnasında bu durum çok görülür. Bu bölümde sunulan teknikle, hız ve akı niceliklerinin yeni referans değerlerine geçişleri esnasında, bu nicelikler ani değişim göstermeyip değişimleri sabit tutulduğu için karşılıklı olarak birbirlerini daha az etkilerler. Aynı zamanda ani moment değişimi gereken zamanlarda (örneğin motorun kalkışı sırasında) tehlikeli olan sonsuz akım çekme isteği sınırlandırılmış olmaktadır. Ayrıca kayma kipli denetleyici parametrelerinden birisi olan λ , tasarım sırasında belirlendiği için ayrıca test edilerek bulunmasına gerek kalmamaktadır. Fakat sistem için en uygun λ değerlerini saptama seçeneği de artık ortadan kalkmıştır.

Motora uygulanacak yükü tahmin etmek için basit bir moment gözleyicisi kullanılmıştır. Fakat bu gözleyici, kesin bilgi veremez. Gözleyici denklemindeki k 'lar için en uygun değerlerin belirlenmesi de ayrı bir zahmettir. Bu tür sorunlar

tasarımı zorlaştırmaktadır. Klasik kayma kipli denetleyicilerin doğasında olan doğrudan anahtarlama özelliğinden faydalanılmamaktadır. Bu yüzden bu teknikte, denetleyicinin çıkışını eviriciye verebilmek için ayrıca DGM birimi kullanılması gerekmektedir.

3.1.4. Filtreli Kayma Kipli Denetleyici (FKKD)

Kayma kipli denetleyiciler günümüze kadar geliştirilen kontrol teknikleri arasında iyi bir yere sahiptir. Fakat geleneksel P.I.D. denetleyiciler ile kıyaslandığında bazı dezavantajları olduğu görülmektedir. Örneğin, her ne kadar sınır katmanı kullanılsa da sistem yörüngelerinde çitirtinin meydana gelmesi, kontrol sinyalini sağlayacak denetim kuralının bir çok terim içermesi ve bu yüzden işlemcide fazlaca işlem yapılması gerekliliği gibi. Diğer taraftan, kayma kipli denetleyicilerde sistemin giriş değerini yaklaşık olarak temin edecek olan denk denetim kuralı tahmini bir fonksiyon içermektedir. Bu fonksiyon parametre belirsizliği ve muhtemel bozucu etkilerin karşılanması için esnek olarak türetildiğinden sistem çıkışında çitirtı meydana gelmesine sebep olmaktadır. Aynı zamanda bu tahmini fonksiyonu belirlemek zahmetli bir iştir ve sistem parametrelerine de ihtiyaç duyulmaktadır.

Tezde önerilen yöntem, referans değeri yavaş değişen çalışmalar içindir. Bu yöntemde denk denetim kuralının yerini alçak geçiren bir filtre almaktadır. Denk denetim kuralının yerine kullanılacak olan filtre, tahmini bir fonksiyon içermediğinden sistem parametrelerine ihtiyaç duymaz. Bu yüzden sistem parametrelerine de duyarlı değildir. Aynı zamanda, önerilen yöntem sistem yörüngeleri kayma yüzeyine yaklaştığında anahtarlama genliğini azalttığından, kayma kipli denetimin bir dezavantajı olan sistem yörüngelerindeki çitirtinin genliği

de azalmaktadır.

3.1.4.1. Geliştirilen Kayma Kipli Denetim Yöntemi

Giriş etkisinin sistem çıkışına hızlı yansıdığı giriş katsayısının belirli olduğu sistemler için 2.13 denetim kuralı kullanılması yeterlidir. Çırtıyı azaltmak için $\text{sgn}(s)$ fonksiyonu $\text{sat}(s/\phi)$ fonksiyonu ile değiştirilirse 2.13 denetim kuralı şu hale gelir:

$$u = \hat{u} - k \cdot \text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) \quad 3.102$$

Burada

$$\hat{u} = -\hat{f} + \ddot{x}_d - \lambda \dot{e} \quad 3.103$$

$$k = F + \eta \quad 3.104$$

Sistem sürekli rejimdeyken, 3.102 denetim kuralındaki denk denetim kısmı yavaş değişim gösteren, k ise yaklaşık olarak belirsizlik miktarınca etki gösteren bir fonksiyondur. Bu yüzden, belirsizlik küçük ise sistem yörüngelerindeki çıtırtıların genliği de o nispette küçüktür. s kayma değişkeni ϕ 'den büyük iken (sistem yörüngeleri sınır katmanı dışındayken) sat doyum fonksiyonu k anahtarlama fonksiyonunun etkisini maksimum seviyeye çıkartır. Böylece sistem yörüngeleri arzu edilen değerlerine hızlı ulaşır. Sistem yörüngeleri sınır katmanı dışındayken denk denetim içermeyen denetim kuralından da iyi performans alınabilmektedir. Denk kontrol içermeyen denetim kuralı şöyledir:

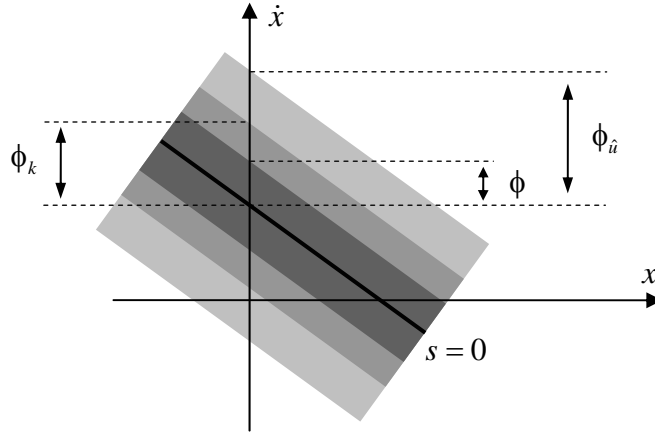
$$u = -k_2 \cdot \text{sgn}(s) \quad 3.105$$

burada k_2 pozitif bir sabittir ve 2.4 kayma şartından bulunabilir. 3.105 denetim

kuralı, 3.102 denetim kuralından daha az terim içermektedir. Bu yüzden uygulanması daha kolaydır. Fakat sistem yörüngeleri kayma yüzeyine yaklaştığında, anahtarlama genliği azalmadığı için 3.102 denetim kuralının neden olduğu çıtırtılardan daha büyük çıtırtılar meydana gelir. Bu yüzden kayma değişkeni çoğu zaman sıfır olamayıp kalıcı durum hatası meydana gelmektedir.

Tezde önerilen yöntem, referans değeri yavaş değişen (ya da sabit veya parçalı sabit gibi) kayma kipli denetim için geliştirilmiştir. Bu yöntemle tasarlanan denetleyici, sistem yörüngeleri kayma yüzeyinden uzaktayken, 3.105 denetim kuralının sağladığı hızlı etkiyi gösterecek özelliğe sahiptir. Sistem yörüngeleri kayma yüzeyine yaklaştığında da anahtarlama genliği 3.102 denetim kuralında olduğu gibi yaklaşık olarak belirsizliği anahtarlayacak seviyeye düşer. Bu durumda kontrol sinyal genliğinin büyük kısmı denk denetim rolünü üstlenen alçak geçiren bir filtreye sağlanır. 3.102 denetim kuralındaki k , belirsizlik fonksiyonu ve η katsayısından oluşmaktadır. k fonksiyonu sadece belirsizliği anahtarlamak için kullanılır. η çok küçük seçilirse ve belirsizlik sıfıra yakın bir değer olarak tanımlanırsa 3.102 denetim kuralından anlaşıldığı gibi, kontrol sinyalini üretmek \hat{u} denk denetim fonksiyonunun üstüne düşer. Belirsizlik büyük seçilirse denk denetim fonksiyonunun ürettiği değerlerin, kontrol sinyalinin ortalaması olduğu görülür. Bu durum zaman adımını küçülterek de anlaşılabilir. Önerilen yöntemde filtrenin çıkış sinyali denk denetim fonksiyonunun ürettiği sinyalin yerini almaktadır. Filtre kontrol sinyalini giriş olarak almaktadır. Sistem yörüngeleri filtreleme katmanına girdiklerinde, filtre etkin yapılarak denk denetim sinyali filtre üzerinden sağlanır. Sistem yörüngeleri filtreleme katmanı dışındayken filtre sinyali sönmülenererek sıfır yapılır ve denetim kuralı 3.105 denklemine benzemiş olur. Diğer taraftan,

sistem yörüngeleri kayma yüzeyine yakın bir bölge olan ϕ_k katmanına girdiğinde çırtırtıyı azaltmak için anahtarlama genliği azaltılır. Böylece denetim kuralındaki anahtarlama fonksiyonu yaklaşık olarak belirsizliği anahtarlama genliği ϕ_u ve anahtarlama genliğini azaltma katmanı ϕ_k , Şekil 3.7’de gösterildiği gibidir. Bazı sistemlerde çırtırtıyı azaltmak için ince ayar yapılmasına gerek olmayabilir. Bu tür sistemler için ϕ_k ve ϕ katmanı yerine tek bir katman kullanılabilir.



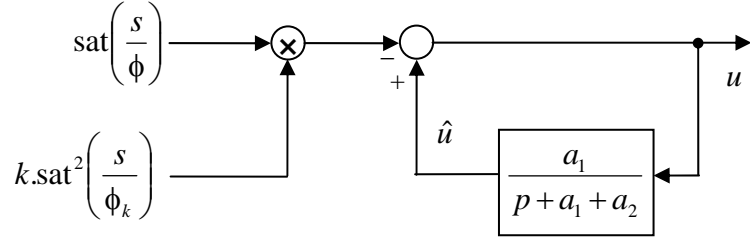
Şekil 3.7. İkinci mertebeden bir sistem için sınır katmanı, anahtarlama genliğini azaltma katmanı ve filtreleme katmanı

Önerilen denetim kuralının blok diyagramı Şekil 3.8’de gösterildiği gibidir. Şekilde görülen p Laplace dönüşüm değişkenidir. Denetim kuralı şöyledir:

$$u = \hat{u} - k \cdot \text{sat}^2\left(\frac{s}{\phi_k}\right) \cdot \text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) \quad 3.106$$

Burada

$$\hat{u} = \frac{a_1}{p + a_1 + a_2} u \quad 3.107$$



Şekil 3.8. Önerilen denetim kuralı

a_1 sabiti filtre kutbunun sabit kısmını belirleyen değer, a_2 ise filtreleme katmanı içinde sıfır alınan, filtreleme katmanı dışında da filtre çıkışını sönümlemesi için büyük bir sabit seçilen değerdir. Filtre etkin olduğu durumda filtrenin çıkış sinyali kontrol sinyalinin yavaş değişim gösteren ortalamasına benzer ve kontrol sinyali olması gereken değere ötelenir. Sistem yörüngeleri filtreleme katmanından sonra ϕ_k katmanına girerler. Bu durumda 3.106 denkleminde anlaşıldığı gibi k anahtarlama genliğinin etkisi karesel olarak azalır. Anahtarlama genliği azaldığı için çıtırtıların genliğinde de azalma olur. ϕ_k, ϕ ve k katsayıları uygun seçilmişse, sistem sürekli rejime girdiğinde çıtırta tamamen yok olur ve kontrol sinyali, dolayısıyla sistem yörüngeleri pürüzsüz hale gelir. Sistem yörüngeleri filtreleme katmanı dışındayken, k anahtarlama genliği 2.4 kayma şartından belirlenir. Bu durumda a_2 katsayısının aldığı değere göre, filtre çıkışının şu şekilde sınırlı bir değerde kaldığı düşünülebilir:

$$|\hat{u}| \leq N \quad \mathbf{3.108}$$

burada N pozitif bir katsayıdır. a_2 çok büyük seçilirse N yaklaşık sıfır olabilir. 2.4 kayma şartıyla k katsayısı şöyle belirlenir:

$$s.\dot{s} \leq -\eta |s|$$

$$\text{sgn}(s).(f + b\hat{u} - b.k \text{sgn}^2(s).\text{sgn}(s) - \ddot{x}^* + \lambda \dot{e}) \leq -\eta \quad \mathbf{3.109}$$

$$\text{sgn}(s) \cdot (b^{-1}f + \hat{u} - b^{-1}\dot{x}^* + b^{-1}\lambda\dot{e}) + b^{-1}\eta \leq k$$

$$k \geq |b^{-1}f - b^{-1}\dot{x}^* + b^{-1}\lambda\dot{e}| + |\hat{u}| + b^{-1}\eta$$

seçilmelidir. Her türlü belirsizliğin üstesinden gelmek için k 'nın minimum değeri şu olmalıdır:

$$k = |b_{\min}^{-1}f - b_{\min}^{-1}\dot{x}^* + b_{\min}^{-1}\lambda\dot{e}| + N + b_{\min}^{-1}\eta \quad \mathbf{3.110}$$

a_1 ve a_2 , tecrübeler ile belirlenebilir. a_1 katsayısı gereğinden büyük seçilirse kontrol sinyalinde büyük salınımlar meydana gelerek sistem kararsızlaşır. a_1 katsayısı çok küçük seçilirse kalıcı durum hatasının sıfır olması zaman alır. Filtreleme katmanı gereğinden küçük seçilirse büyük ani bozucu etkilerde sistem yörüngeleri filtreleme katmanı dışına çıkabilir. Ayrıca, gürültü gibi sürekli varolan bozucu etkiler sistem yörüngelerinin filtreleme katmanı dışında kalmasına sebep olabilir ve böylece kalıcı durum hatası sıfıra gitmeyebilir. Filtreleme katmanı gereğinden büyük seçilirse anahtarlama genliğinin etkisi küçülmüş olduğundan kalıcı durum hatasının sıfıra gitmesi zaman alır. Anahtarlama genliğini azaltma katmanı ϕ_k , filtreleme katmanı $\phi_{\hat{u}}$ 'nin içinde olmalıdır ($\phi_{\hat{u}} > \phi_k$). Aksi durumda anahtarlamanın etkisi azaltıldığı için sistem yörüngeleri filtreleme katmanına ve dolayısıyla kayma yüzeyine ulaşamayabilir. ϕ_k katman kalınlığı, sistem çıkışı istenilen değere oturduğundaki s kayma değişkeninin normal koşullar altında (gürültü varken ve yük uygulanmamışken) alabileceği maksimum değer seçilmelidir. Aynı zamanda, sistem, ani yük gibi bozucu etkilere maruz kaldığında da sistem yörüngeleri ϕ_k katmanının dışına çıkabilecek şekilde küçük seçilmelidir. Aksi takdirde kayma kipli denetleyici, anahtarlama genliği küçüldüğü için bozucu etkilere

hızlı cevap veremez. Diğer taraftan ϕ_k gereğinden büyük seçilirse, sistem yörüngeleri kayma yüzeyine ulaşamayıp kalıcı durum hatası meydana gelebilir.

3.106 ve 3.102 denetim kuralları karşılaştırıldığında, önerilen yöntemde denetim kuralı daha az terim içerdiğinden, daha az işlem gerektirmektedir. Sisteme ait tahmini bir fonksiyon kullanılmadığından sistem parametrelerine de ihtiyaç duymamaktadır.

3.1.4.2. Asenkron Motorların Hız Kontrolü Uygulaması

3.1.4.2.1. Tasarımda Kullanılan Model Denklemleri

Kayma kipli hız denetleyici tasarımı için rotor akısı oryantasyonu altındaki indirgenmiş ikinci mertebeli hız denklemi kullanılmıştır. Bu denklem şöyledir⁽⁵⁸⁾:

$$\begin{aligned} \ddot{\omega}_r = & -\frac{3 n_p M \psi_{dr}^*}{2 J L_r \sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) i_{qs} - \frac{3 n_p \psi_{dr}^{*2}}{2 J L_r \sigma} \omega_r \\ & - \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{f_d}{J} \dot{\omega}_r + \frac{3 n_p M \psi_{dr}^*}{2 J L_r L_s \sigma} v_{qs} \end{aligned} \quad 3.111$$

Ayrıştırmanın yapılabilmesi için akının referans değerinde tutulması gerekmektedir.

Bu yüzden akı denkleminin olası bir çok durumu yeterince içeriyor olması gerekir.

Kayma kipli akı denetleyici tasarımı için 2.56-2.59 denklemlerinden $\psi_{qr} = 0$

koşuluyla ikinci mertebeli şu denklem türetilmiştir:

$$\begin{aligned} \ddot{\psi}_{dr} = & -\frac{M}{\tau_r} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{R_s L_r + M^2 / \tau_r}{\sigma L_r L_s} \right) i_{ds} + \frac{M}{\tau_r} \omega_s i_{qs} \\ & + \frac{1}{\tau_r^2} \left(1 + \frac{M^2}{\sigma L_r L_s} \right) \psi_{dr} + \frac{M}{\tau_r \sigma L_s} v_{ds} \end{aligned} \quad 3.112$$

3.1.4.2.2. Kayma Kipli Hız Denetleyici Tasarımı

k_ω anahtarlama genliği, sistem yörüngelerinin filtreleme katmanı dışında bulunduğu durum için 2.4 kayma şartıyla şöyle belirlenir:

$$s_\omega \cdot \dot{s}_\omega \leq -\eta_\omega |s_\omega|$$

$$\text{sgn}(s_\omega) \cdot \left(-\frac{3 n_p M \psi_{dr}^*}{2 J L_r \sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) i_{qs} - \frac{3 n_p \psi_{dr}^*}{2 J L_r \sigma} \omega_r - \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{f_d}{J} \dot{\omega}_r + \frac{3 n_p M \psi_{dr}^*}{2 J L_r L_s \sigma} v_{qs} - \ddot{\omega}_r^* + \lambda \dot{\omega}_r \right) \leq -\eta_\omega$$

v_{qs} yerine 3.106 denetim kuralı yazılırsa;

$$\text{sgn}(s_\omega) \cdot \left(-\frac{3 n_p M \psi_{dr}^*}{2 J L_r \sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) i_{qs} - \frac{3 n_p \psi_{dr}^*}{2 J L_r \sigma} \omega_r - \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{f_d}{J} \dot{\omega}_r + \frac{3 n_p M \psi_{dr}^*}{2 J L_r L_s \sigma} \hat{u}_\omega - \frac{3 n_p M \psi_{dr}^*}{2 J L_r L_s \sigma} k_\omega \cdot \text{sat}^2 \left(\frac{s_\omega}{\phi_{k\omega}} \right) \cdot \text{sat} \left(\frac{s_\omega}{\phi_\omega} \right) - \ddot{\omega}_r^* + \lambda \dot{\omega}_r \right) \leq -\eta_\omega$$

olur. Lyapunov kararlılık şartının sağlanması için k_ω şu şartı sağlamalıdır:

$$k_\omega \geq \left| -L_s \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) i_{qs} - \frac{L_s}{M} \omega_r - \frac{2}{3} \frac{L_r L_s \sigma}{n_p M \psi_{dr}^*} (\dot{T}_L + f_d \dot{\omega}_r) - \frac{2}{3} \frac{J L_r L_s \sigma}{n_p M \psi_{dr}^*} \ddot{\omega}_r^* + \frac{2}{3} \frac{J L_r L_s \sigma}{n_p M \psi_{dr}^*} \lambda \dot{\omega}_r \right| + N_\omega + \frac{2}{3} \frac{J L_r L_s \sigma}{n_p M \psi_{dr}^*} \eta_\omega \quad 3.115$$

Burada N_ω , sistem yörüngeleri filtreleme katmanı dışındayken filtre çıkışının olabileceği maksimum değeridir (bakınız 3.108).

3.1.4.2.3. Kayma Kipli Akı Denetleyici Tasarımı

Aynı şekilde akı denetimi için k_ψ katsayısı 2.4 kayma şartıyla şöyle belirlenir:

$$s_\psi \cdot \dot{s}_\psi \leq -\eta_\psi |s_\psi|$$

$$\text{sgn}(s_\psi) \cdot \left(-\frac{M}{\tau_r} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{R_s L_r + M^2 / \tau_r}{\sigma L_r L_s} \right) i_{ds} + \frac{M}{\tau_r} \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\tau_r^2} \left(1 + \frac{M^2}{\sigma L_r L_s} \right) \psi_{dr} + \frac{M}{\tau_r \sigma L_s} v_{ds} - \ddot{\psi}_{dr}^* + \lambda \dot{e}_\psi \right) \leq -\eta_\psi$$

v_{ds} yerine 3.106 denetim kuralı yazılırsa;

$$\text{sgn}(s_\psi) \cdot \left(-\frac{M}{\tau_r} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{R_s L_r + M^2 / \tau_r}{\sigma L_r L_s} \right) i_{ds} + \frac{M}{\tau_r} \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\tau_r^2} \left(1 + \frac{M^2}{\sigma L_r L_s} \right) \psi_{dr} + \frac{M}{\tau_r \sigma L_s} \hat{u}_\psi - \frac{M}{\tau_r \sigma L_s} k_\psi \cdot \text{sat}^2 \left(\frac{s_\psi}{\phi_{k\psi}} \right) \cdot \text{sat} \left(\frac{s_\psi}{\phi_\psi} \right) - \ddot{\psi}_{dr}^* + \lambda \dot{e}_\psi \right) \leq -\eta_\psi$$

olur. Lyapunov kararlılık şartının sağlanması için k_ψ şu şartı sağlamalıdır:

$$k_\psi \geq \left| -\sigma L_s \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{R_s L_r + M^2 / \tau_r}{\sigma L_r L_s} \right) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{\sigma L_s}{M \tau_r} \left(1 + \frac{M^2}{\sigma L_r L_s} \right) \psi_{dr} - \frac{\tau_r \sigma L_s}{M} \ddot{\psi}_{dr}^* + \frac{\tau_r \sigma L_s}{M} \lambda \dot{e}_\psi \right| + N_\psi + \frac{\tau_r \sigma L_s}{M} \eta_\psi \quad 3.116$$

Burada da N_ψ , sistem yörüngeleri filtreleme katmanı dışındayken filtre çıkışının olabileceği maksimum değeridir (bakınız 3.108).

3.1.4.2.3. Akımlara Sınırlama Getirilmesi

Akımları sınırlandırmak için Šabanović⁽⁴⁾, in çalışmasında kullandığı yöntem kullanılmıştır. Bu yöntemde i_{qs} akımı belirlenmiş sınır değerini aştığı anlarda hız için kayma yüzeyi

$$s_\omega = \Psi_r \times \dot{\mathbf{i}}_s = \psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds} \quad 3.117$$

ve i_{ds} akımı belirlenmiş sınır değerini aştığı anlarda akı için kayma yüzeyi

$$s_\psi = \Psi_r \cdot \dot{\mathbf{i}}_s = \psi_{dr} i_{ds} + \psi_{qr} i_{qs} \quad 3.118$$

olarak seçilir. Denetimin amacı kayma değişkenlerini sıfır yapmak olduğundan i_{ds} ve

i_{qs} akımları maksimum değerini aşınca bu yeni kayma değişkenleri sıfır yapılmaya çalışılarak akımlar sınırlandırılacaktır.

3.1.4.3. Yorum

Bu sürücü sistem iki adet kontrol çevrimine sahiptir. Šabanović⁽⁴⁾ ve Soto⁽¹³⁾, nun sürücü uygulamalarında olduğu gibi bu sürücü de sistem parametrelerine ihtiyaç duymamaktadır. Fakat akı bileşenlerini tahmin etmek için motor parametrelerine ihtiyaç duyan doğal gözleyici kullanmaktadır. Sistem parametreleri içeren kayma kipli denetleyiciler gürültü gibi sürekli varolan bozucu etkilerden daha az etkilenirler. Önerilen denetleyici bünyesinde kontrol sinyalini filtrelediği için sistem parametresi içermese de gürültüden az etkileneceği anlaşılmaktadır. Önerilen yöntemin bir diğer dezavantajı da, klasik kayma kipli denetleyicilerin doğasında olan doğrudan anahtarlama özelliğinden faydalanılmadığı için denetleyicilerin çıkışlarının darbe genişlik modülasyonundan sonra motora uygulanabilmesidir.

3.2. Karşılaştırmalı Simülasyonlar

Bu alt bölümde, kayma kipli asenkron motor sürücü tekniklerinin Matlab 6.5 programında yapılan simülasyon sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Ayrıca karşılaştırmaya PI denetleyici kullanan sürücü simülasyon sonuçları da ilave edilmiştir.

3.2.1. Simülasyon Parametreleri

Simülasyonlarda, 5.5 kW, 380 V, 50 Hz, 1400 d/dak ve 30 Nm anma değerlerinde bir motor kullanılmıştır. Motorun parametreleri ise şöyledir: Statorun toplam endüktansı $L_s = 141.8 \text{ mH}$, rotorun toplam endüktansı $L_r = 143.0 \text{ mH}$, stator direnci $R_s = 1.283 \Omega$, rotor direnci $R_r = 0.923 \Omega$, karşılıklı endüktansı $M = 137.3 \text{ mH}$, kutup çifti sayısı $n_p = 2$, sürtünme katsayısı $f_d = 0.0028 \text{ Nm.s/rad}$, eylemsizlik momenti $J = 0.1 \text{ kgm}^2$ 'dir. Simülasyonlarda, motor sürücülerinin parametre belirsizliğine karşı sergileyecekleri davranışları gözlemlemek için f_d sürtünme katsayısı ve R_s stator direnci % 10, L_r , L_s ve M endüktansları % 3 artırılmış, J eylemsizlik momenti ve R_r rotor direnci % 10 azaltılmıştır.

PI denetleyicili sürücüdeki hız hatasını kullanan PI denetleyicinin parametreleri $K_p = 12 \text{ Nm.s/rad}$ ve $K_i = 300 \text{ Nm/rad}$ olarak, i_{qs} akım bileşeninin hatasını kullanan PI denetleyicinin parametreleri $K_p = 5 \Omega$ ve $K_i = 100 \Omega/s$ olarak, i_{ds} akım bileşeninin hatasını kullanan PI denetleyicinin parametreleri $K_p = 1 \Omega$ ve $K_i = 500 \Omega/s$ olarak belirlenmiştir. Rotor akısı, $i_{ds}^* = 5.4 \text{ A}$ seçilerek sabit tutulmaya çalışılmaktadır.

DAKKD tekniğindeki denetim kuralı için $y = \sqrt{3}$ olarak kabul edilmiştir. DAKKD ve DFKKD tekniklerinde, anahtarlama genliği için $U_0 = 265 \text{ V}$ olarak belirlenmiş, hız için $\lambda_\omega = 100 \text{ s}^{-1}$ ve akı için $\lambda_\psi = 80 \text{ s}^{-1}$ olarak seçilmiştir. Akım sınırlandırması olmayan DFKKD'li sürücü için akımların maksimum değerini

gececeği anlarda, akımları maksimum değerlerinde tutacak şekilde stator gerilimlerini belirleyen akım sınırlandırma algoritması kullanılmıştır.

KPKKD tekniğinde, tekniğin özelliğinden dolayı λ_ω ve λ_ψ otomatik olarak belirlenmektedir (3.80 ve 3.100 eşitliklerine bakınız). Bu yüzden $\lambda_\omega = \lambda_\psi = 220.49 s^{-1}$ olarak kullanılmıştır. Yük momenti gözleyicisi için $k_1 = 0.9 V.s^2/rad$, $k_2 = 0.0001 V.s/rad$ olarak, hız için sınır katmanı $\phi_\omega = 8 rad/s^2$, akı için sınır katmanı $\phi_\psi = 0.1 Wb/s$ olarak seçilmiştir. Hız için anahtarlama genliği $k_\omega = 76.96 V$ olarak belirlenmiştir (bakınız 3.82). Bu teknikte, k_ψ anahtarlama genliği, 3.98 denkleminde anlaşıldığı gibi denetleyici çalışması esnasında belirlenmektedir.

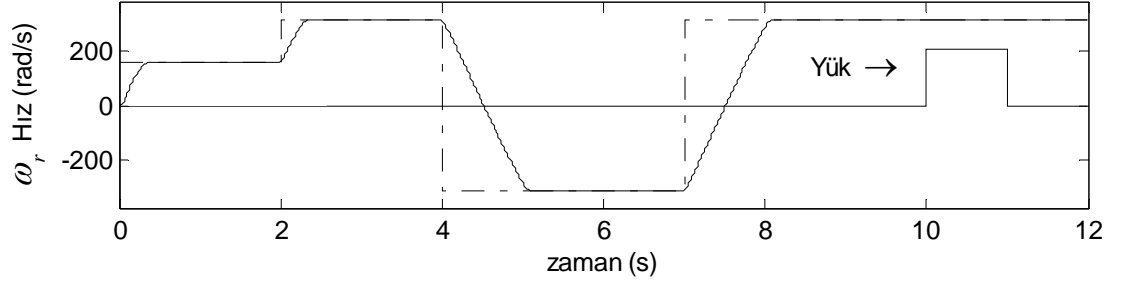
FKKD tekniğinde, denk denetim vazifesi gören filtrenin zaman sabitleri, hız için $\tau_\omega = 1/a_{1\omega} = 0.125 s$ ve akı için $\tau_\psi = 1/a_{1\psi} = 10 s$ olarak seçilmiştir. Sistem yörüngeleri, filtreleme katmanı dışına çıktığında ise filtre sinyalini sönmölemek için $a_{2\omega} = a_{2\psi} = 5000 s^{-1}$ yapılmaktadır. Filtreleme katmanının kalınlığı, hız için $650 rad/s^2$, akı için $2 Wb/s$ seçilirken, anahtarlama genliğini azaltma katmanı, hız için $400 rad/s^2$, akı için ise $0.15 Wb/s$ olarak seçilmiştir. Hız için, anahtarlama genliği $k_\omega = 340 V$, band genişliği $\lambda_\omega = 100 s^{-1}$, sınır katmanı $\phi_\omega = 50 rad/s^2$ olarak seçilmiştir. Akı için, anahtarlama genliği $k_\psi = 140 V$, band genişliği $\lambda_\psi = 80 s^{-1}$, sınır katmanı $\phi_\psi = 1 Wb/s$ olarak seçilmiştir.

Her simülasyonda evirici bara gerilimi $2U_0 = 530 V$ olarak seçilmiştir. PI denetleyicili dolaylı vektör kontrol, KPKKD ve FKKD tekniklerinde eviriciyi doğrudan anahtarlama özelliği olmadığından, bu tekniklerin simülasyonlarında

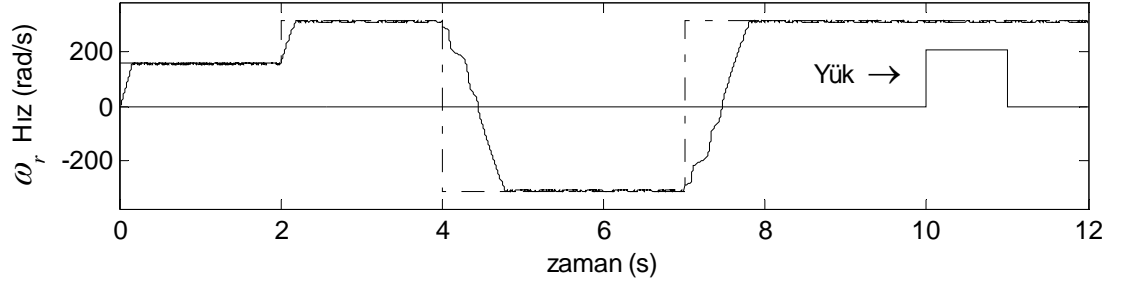
ayrıca voltaj durum vektör tabanlı darbe genişlik modülasyonu⁽⁶²⁾ kullanılmıştır. Simülasyonlarda $i_{qs}^{maks} = 35 \text{ A}$, $i_{ds}^{maks} = 20 \text{ A}$ olarak seçilmiştir. Her simülasyonda akı referansı $\psi_{dr}^* = |\psi_r| = 0.7416 \text{ Wb}$ 'dir. Simülasyon ortamında gerçek çalışma şartlarının sağlanması için, evirici çıkışına, motordan okunan akımlara ve okunan elektriksel hıza, nominal değerlerine göre % 1 oranında gürültü eklenmiştir. Kayma değişkeni türevli değişken içerdiğinden kayma kipli denetleyiciler gürültüden kötü yönde etkilenmektedirler. Filtre benzeri bir yapısı olan PI denetleyicide ise gürültünün etkisi çok azdır. Karşılaştırılan sürücülerden birisi PI denetleyici kullandığından, karşılaştırmaların adil olabilmesi için diğer sürücülerde, hız ve akı hataları zaman sabiti $\tau = 0,01 \text{ s}$ olan alçak geçiren filtreden geçirildikten sonra kayma kipli denetleyiciye verilmektedir. Simülasyonların zaman adımı $100 \mu\text{s}$ 'dir.

3.2.2. Simülasyon Sonuçları

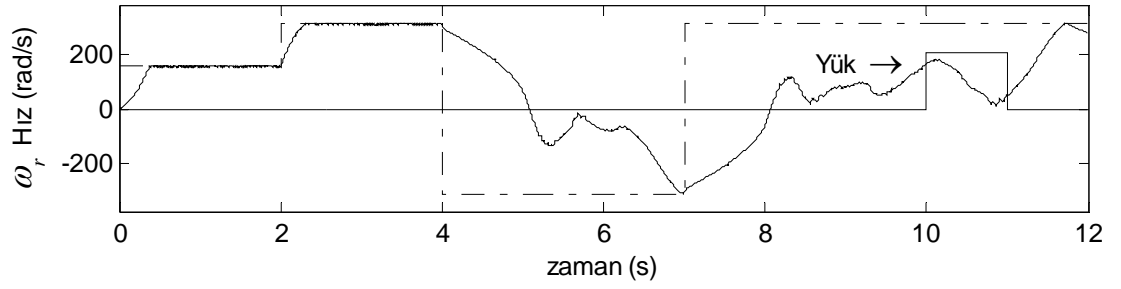
Simülasyon sonuçları, Şekil 3.10 - Şekil 3.16 arasındaki şekillerde gösterilmiştir. Elektriksel hız referansı, 0-2 s. aralığında 157 rad/s , 2-4 s. aralığında 314 rad/s , 4-7 s. aralığında -314 rad/s ve 7-12 s. aralığında 314 rad/s olarak uygulanmış ve Şekil 3.10'da noktalı çizgiler ile gösterilmiştir. Rotor akısı 0.7416 Wb 'de sabit tutulmaya çalışılmaktadır. Sürücülerin ani yük-momentlerine karşı davranışlarını göstermek için 10-11 s. aralığında 10 Nm büyüklüğünde yük-momentini uygulanmıştır. Kayma kipli denetleyiciler sistem değişkenlerinde çıttı meydana getirmektedir. Bu yüzden Şekil 3.13 ve Şekil 3.14'de akımların ortalaması koyu çizgiler ile gösterilmiştir.



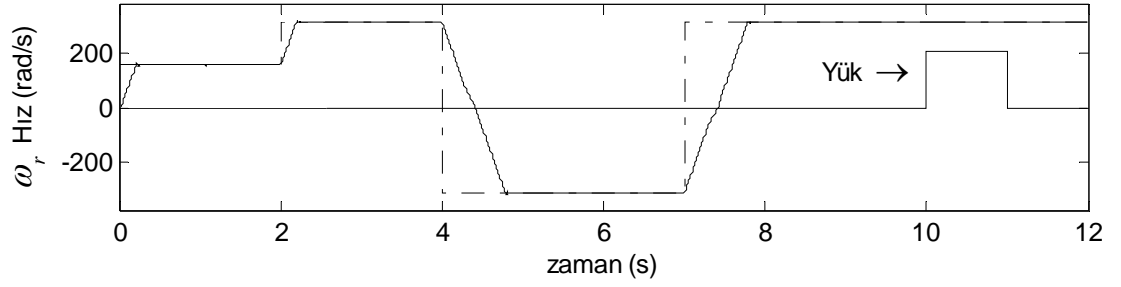
(a) PI denetleyicili sürücü



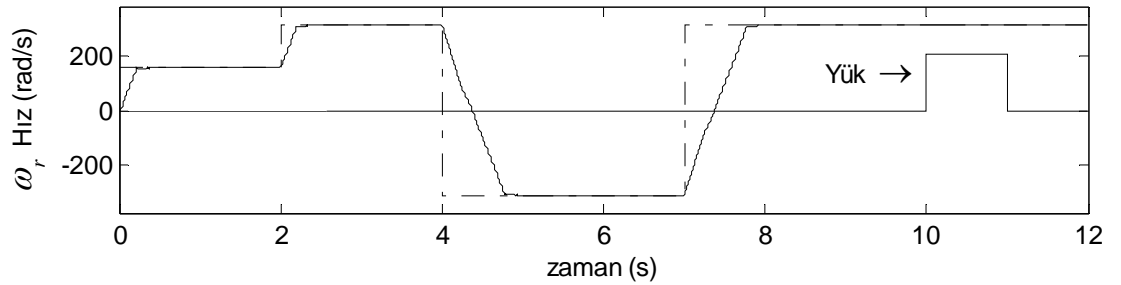
(b) DAKKD'li sürücü



(c) DFKKD'li sürücü

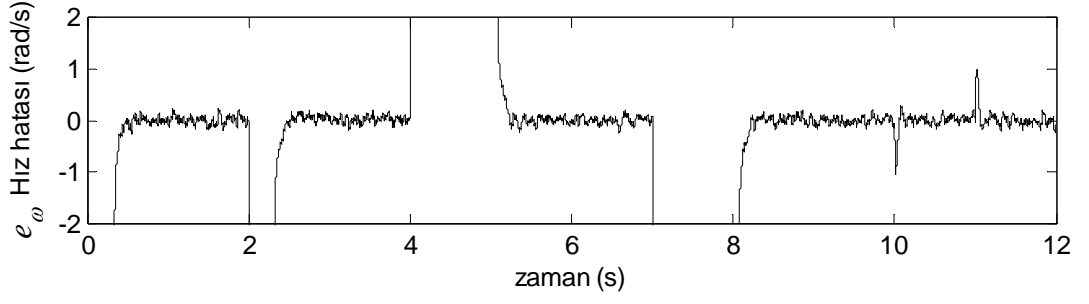


(d) KPKKD'li sürücü

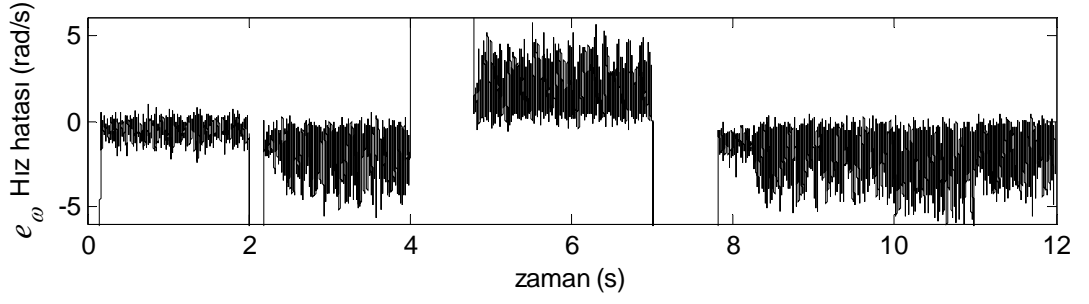


(e) FKKD'li sürücü

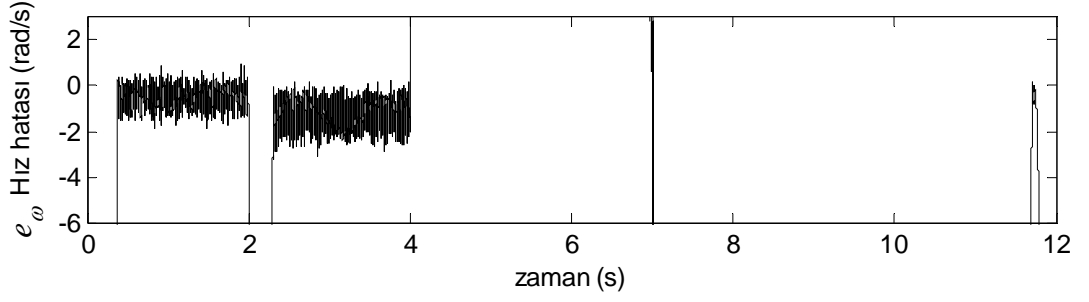
Şekil 3.10. Hız sonuçları



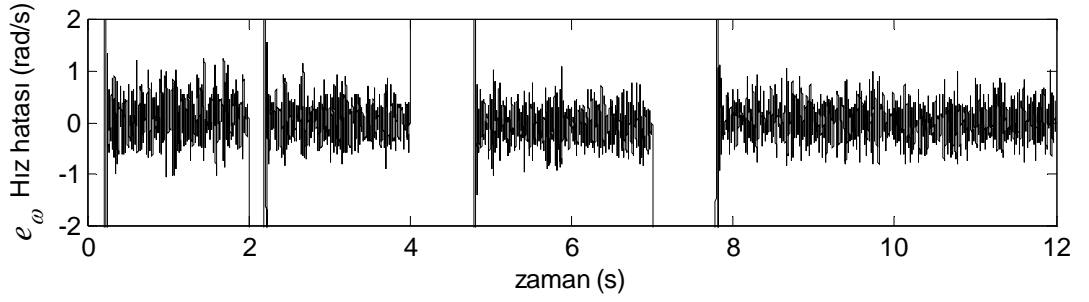
(a) PI denetleyicili sürücü



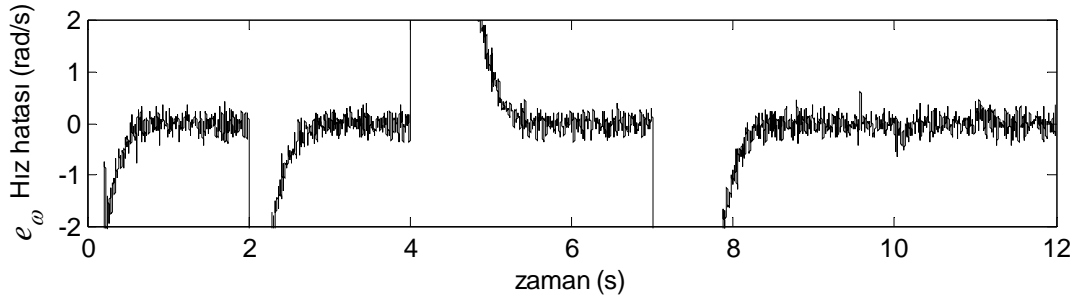
(b) DAKKD'li sürücü



(c) DFKKD'li sürücü



(d) KPKKD'li sürücü



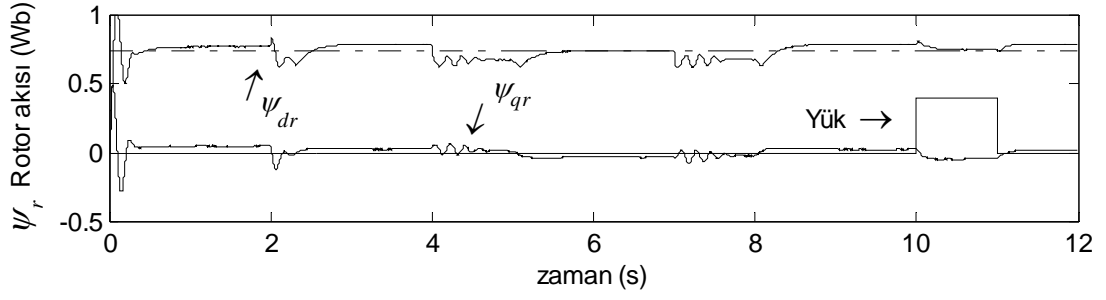
(e) FKKD'li sürücü

Şekil 3.11. Hız hatası sonuçları

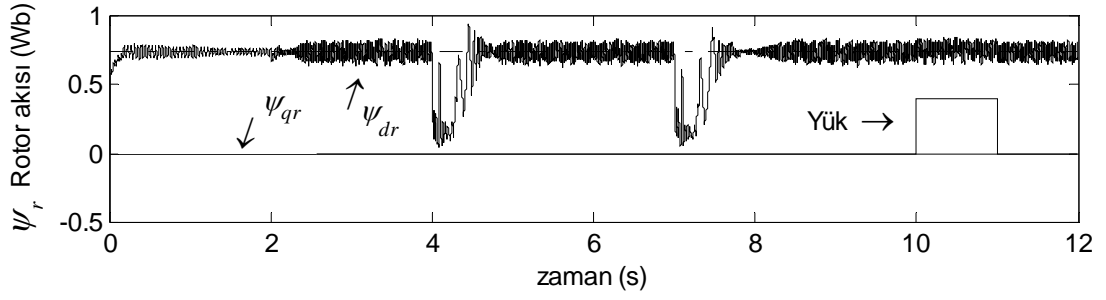
Şekil 3.10'dan görüldüğü gibi DFKKD'li sürücü, hız referansındaki büyük değişimlerden kötü etkilenerek hız referansını takip edememektedir. Bunun sebebi, denetim kuralının Çizelge 3.1'deki sadece dört durum için hazırlanmış olmasındandır. Büyük hız değişimlerinde sadece dört durum için yapılan anahtarlama yeterli olmamaktadır. Sunulan tekniklerde, hızların referans değerlerine ulaşma süreleri hemen hemen aynıdır. Fakat PI denetleyici kullanan sürücününki daha fazla zaman almaktadır. Hız değerinin referans değerini aşması durumu sadece KPKKD'li sürücüde görülmektedir. Aşma değeri referans değerine göre %2 oranındadır. Doğrudan anahtarlama özelliğine sahip kayma kipli denetleyici kullanan DAKKD ve DFKKD'li sürücüler, gürültüden dolayı Şekil 3.11'den de görüldüğü gibi kalıcı durum hatalarına sebep olmaktadır. FKKD yönteminde de hız değerinin referans değerine yaklaştığı anlarda kalıcı durum hatası vardır. Fakat denk denetim vazifesi gören filtre etkin olduktan sonra kalıcı durum hatası sıfıra gitmektedir. DAKKD'li sürücünün sebep olduğu çırtırtı genliği diğer sürücülerinkine göre daha fazladır. DFKKD'li sürücüde akım sınırlandırması olmadığına da çırtırtı genliği epeyce fazla olmaktadır. DAKKD ve DFKKD'li sürücülerde, gürültüden dolayı yanlış alınan hata bilgisi, yanlış $\pm U_0$ değerlerinin üretilmesine sebep olmaktadır. Kayma kipli denetleyici kullanan diğer sürücülerde ise anahtarlama genliği küçük olduğundan, gürültü sadece küçük genlikli çırtırtı meydana getirmektedir. KPKKD, FKKD ve PI denetleyici kullanan sürücülerde, hızdaki çırtırtı genliği, her referans hız değeri için aynı kalmaktadır. DAKKD ve DFKKD'li sürücülerde ise, referans hız değeri arttıkça çırtırtı genliği de artmaktadır. Şekil 3.11'den görüldüğü gibi kayma kipli denetleyici kullanan sürücüler arasında en küçük genlikli çırtırtıya sebep olan FKKD'li sürücüdür. Çünkü sistem çıkışı istenen referans değere yaklaştığında anahtarlama genliğinin etkisi azalmakta ve kontrol sinyalinin büyük bir kısmını filtre

temin etmektedir. Sistem yörüngeleri kayma yüzeyine yaklaştıkça anahtarlama genliği sıfıra yaklaşmaktadır. Fakat gürültüden dolayı sistem yörüngeleri kayma yüzeyinin tam üzerinde olamayıp civarında zigzag çizmektedir.

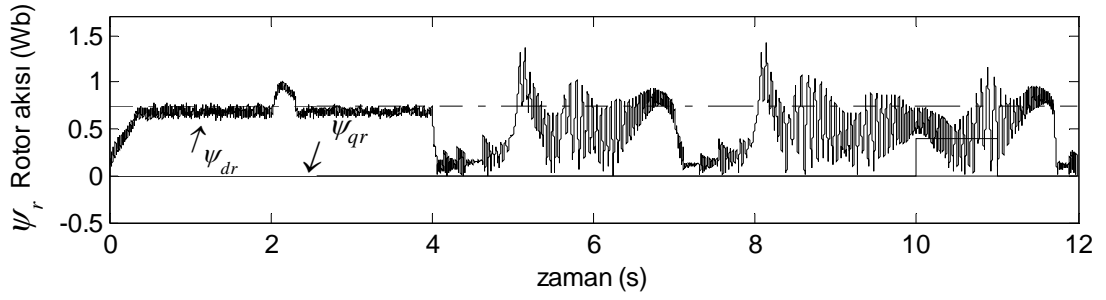
PI denetleyicili teknik, KPKKD ve FKKD teknikleri dolaylı vektör kontrol yöntemi üzerine kurulmuştur. Şekil 3.12'den anlaşıldığı gibi dolaylı vektör kontrol yöntemini kullanan sürücüler, ψ_{dr} akısında daha küçük genlikli çırtıya sebep olmaktadır. Fakat ψ_{qr} akısı tamamen sıfır olamamaktadır. Doğrudan vektör kontrol yöntemini kullanan DAKKD ve DFKKD'li sürücülerde, ψ_{qr} akısı sıfır olacak şekilde koordinatlar ayarlandığından ψ_{qr} akısı tamamen sıfır olmaktadır. Fakat ψ_{dr} akısındaki çırtı genliği, dolaylı vektör kontrol yöntemini kullanan sürücülerinkine göre daha fazladır. ψ_{dr} akısındaki çırtı, 2.60 ve 2.62 denklemlerinden anlaşıldığı gibi hızda da çırtıya sebep olmaktadır. Aynı zamanda bir referans değerden diğerine hız geçişi esnasında, vektör kontrolüyle ayrıştırma tam olarak sağlanamadığından, akı da hızdan olumsuz yönde etkilenmektedir. R_r ve L_r , dolayısıyla τ_r değerinde biraz sapma olduğu için dolaylı vektör kontrol yöntemini kullanan PI denetleyicili sürücüde, KPKKD ve FKKD'li sürücülerde tam olarak alan yönlendirmeli kontrol (dolaylı vektör kontrolü, oryantasyon) sağlanamayıp ψ_{qr} tam sıfır olamamaktadır. Buna rağmen DFKKD'li sürücü hariç kayma kipli denetleyici kullanan diğer sürücüler, hız sabit iken, ψ_{dr} akısını referans değerinde tutabilmektedir. Bu durum kayma kipli denetleyicilerin belirsizliklere karşı gürbüzlüğünü ortaya koymaktadır. Fakat DFKKD'li sürücü akıyı referans değerinde tutamamaktadır. Bu yüzden hız da referans değerinde kalamamaktadır. Bu durum DFKKD'li sürücünün parametre belirsizliğine karşı hassas olmasından kaynaklanmaktadır ve bu bir dezavantajdır.



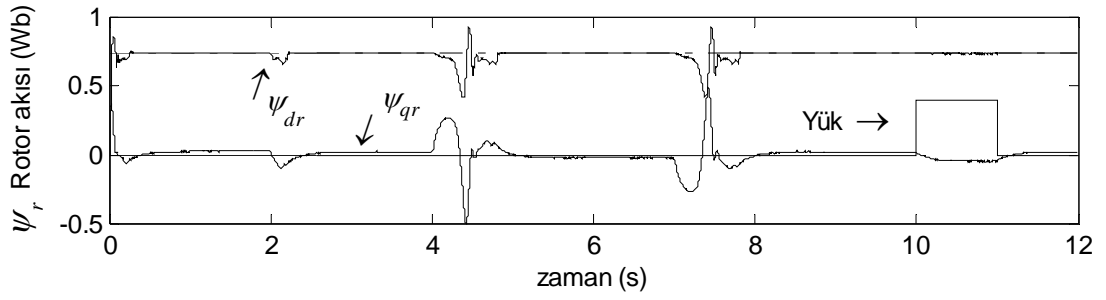
(a) PI denetleyicili sürücü



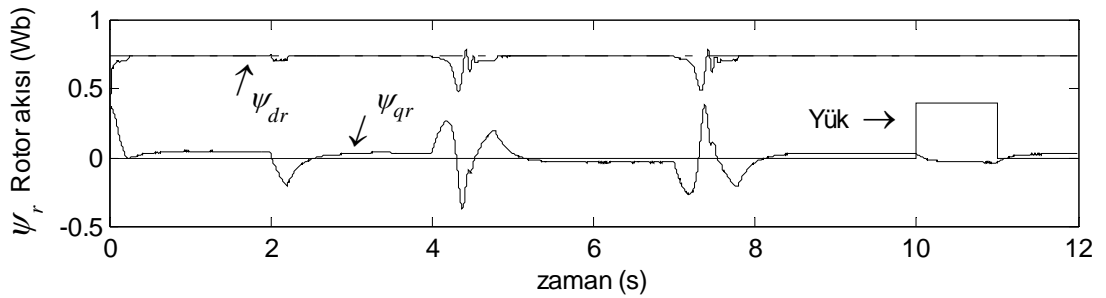
(b) DAKKD'li sürücü



(c) DFKKD'li sürücü



(d) KPKKD'li sürücü



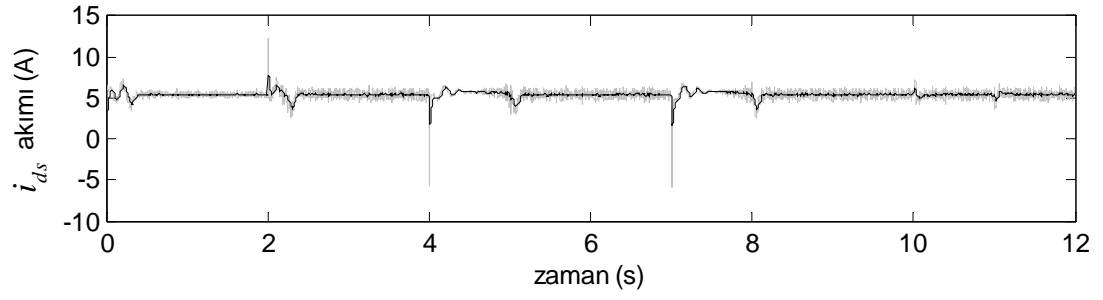
(e) FKKD'li sürücü

Şekil 3.12. Rotor akısı sonuçları

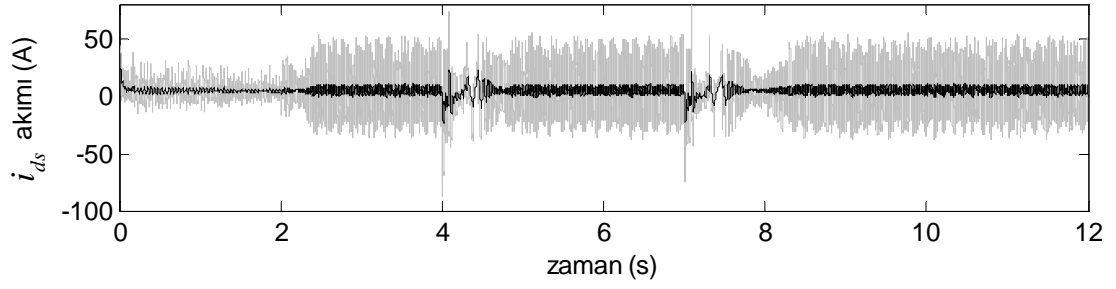
DFKKD, akı gözleyicisindeki yakınsama hatasını büyütecek bir etki sağlamıştır. Aynı akı gözleyicisini kullanan DAKKD'li sürücüde ise bu durum gözlenmemektedir. PI denetleyici kullanan sürücü, parametre belirsizliğinden dolayı ψ_{dr} akısında kalıcı durum hatasına sebep olmaktadır. Fakat hız referansı değiştiği zaman, akı değerinde kayma kipli denetleyicilerin sebep olduğu ani büyük sıçramalar görülmemektedir. Kayma kipli denetleyiciler anahtarlama fonksiyonu içerdikleri için çıkış değerlerinde ani değişimler olabilmektedir. Rotor akısında ani sıçramaların sebebi bu yüzden. DAKKD ve DFKKD tekniklerinin denetim kuralları, denk denetim fonksiyonu içermediklerinden ve kontrol sinyalleri sadece $\pm U_0$ değerlerini aldığı için gürültüden dolayı akılardaki çırtırtı genliği epeyce büyüktür.

Kayma kipli denetleyici kullanan sürücüler, yük-momenti uygulandığında ve kaldırıldığında iyi performans sergilemektedirler. Çıkış niceliklerinin çırtırtı genliklerinde değişme olmayıp hız değerlerini korumaktadırlar. Fakat PI denetleyici kullanan sürücü aynı performansı gösterememektedir. Şekil 3.11'den de görüldüğü gibi yük bindirildiğinde, hız ani bir şekilde azalıp eski seviyesine çıkmakta, yük kaldırıldığında ise hız ani bir şekilde artıp tekrar eski seviyesine inmektedir. PI denetleyici kullanan sürücünün yükten etkilenmesi bir dezavantajdır.

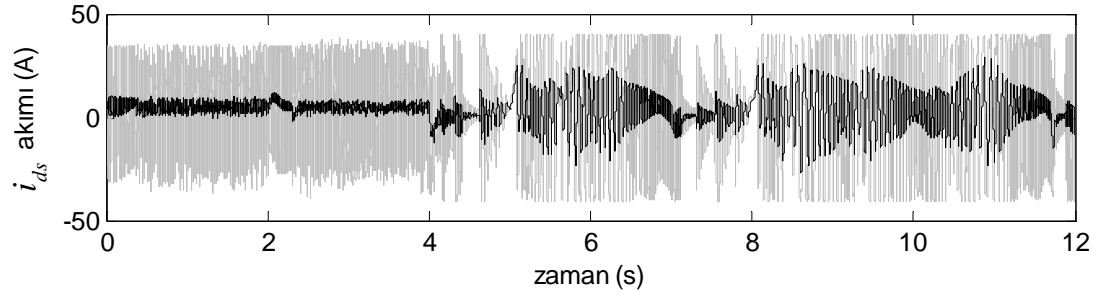
Kayma kipli denetleyicilerin kontrol sinyalleri ani değişim gösterdiği için i_{ds} ve i_{qs} akımlarında ani değişimler meydana gelmektedir. Özellikle sadece $\pm U_0$ değerleri üreten denetim kuralına sahip DAKKD'li sürücüde, i_{ds} ve i_{qs} akımlarının anlık değerleri aşırı büyük değerlere ulaşabilmektedir. Bu akımlar motora zarar verecek yeterliliğe sahip olduklarından, bu durum kayma kipli sürücüler için bir dezavantajdır. Şekil 3.13 ve Şekil 3.14'den görüldüğü gibi DAKKD tekniğindeki akım sınırlama algoritması görevini tam olarak yerine getirememiştir.



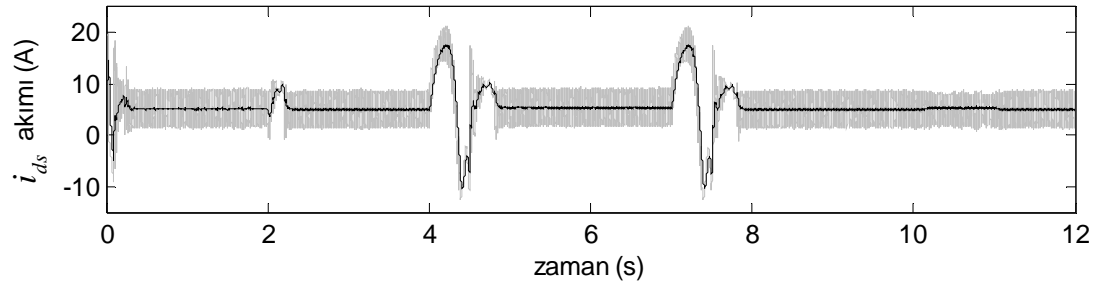
(a) PI denetleyicili sürücü



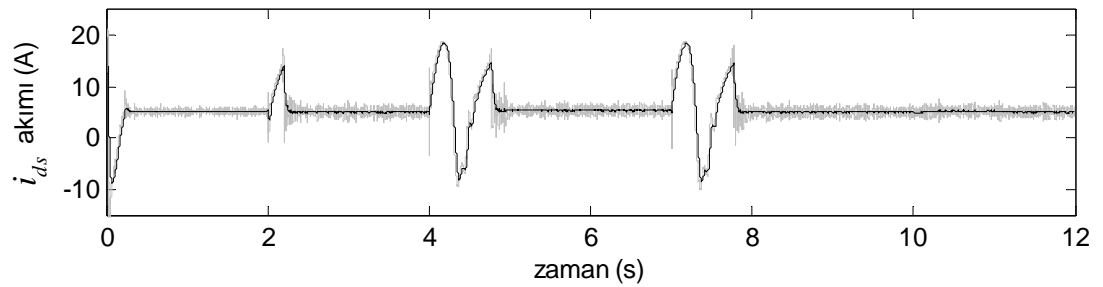
(b) DAKKD'li sürücü



(c) DFKKD'li sürücü

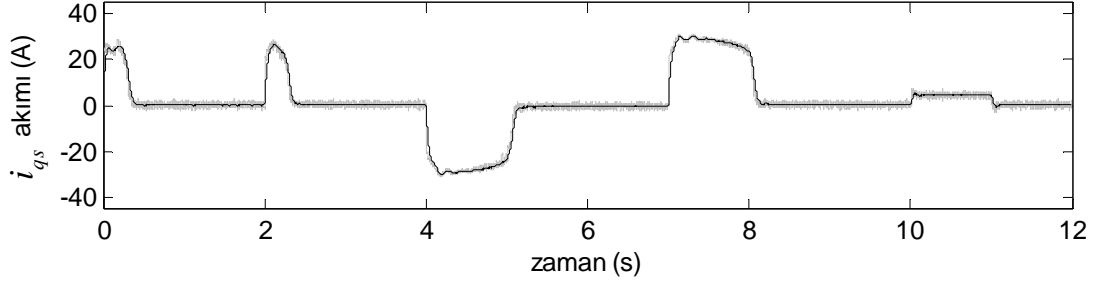


(d) KPKKD'li sürücü

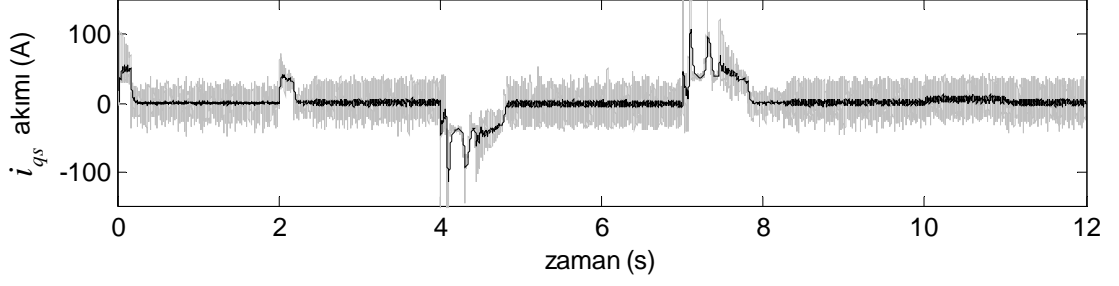


(e) FKKD'li sürücü

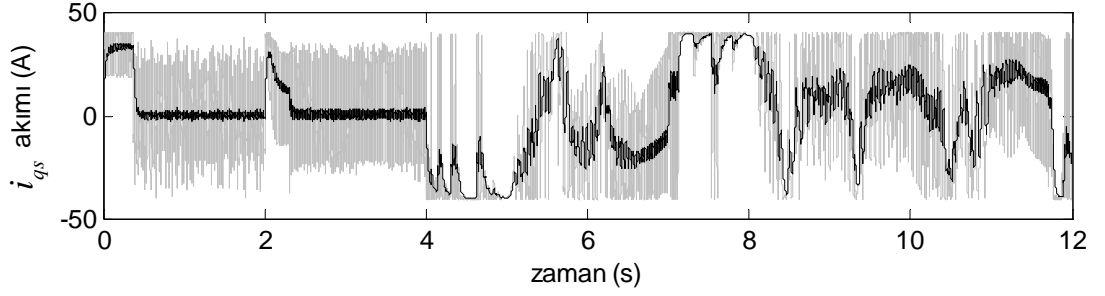
Şekil 3.13. i_{ds} akımı sonuçları



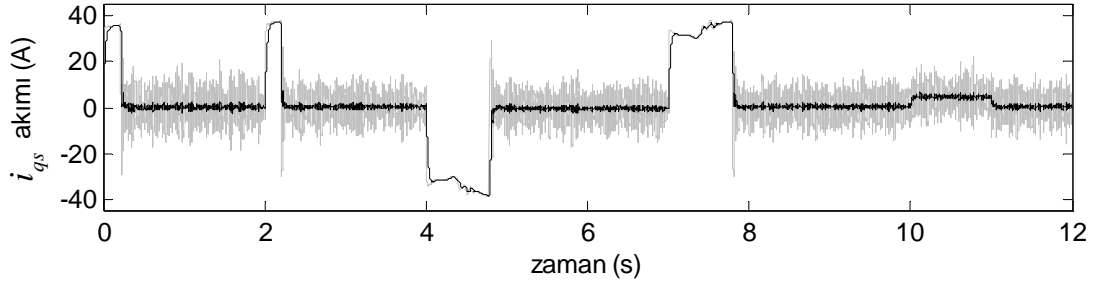
(a) PI denetleyicili sürücü



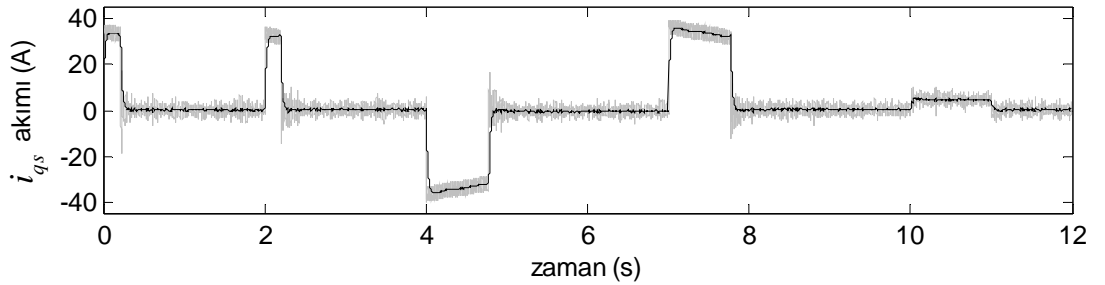
(b) DAKKD'li sürücü



(c) DFKKD'li sürücü



(d) KPKKD'li sürücü

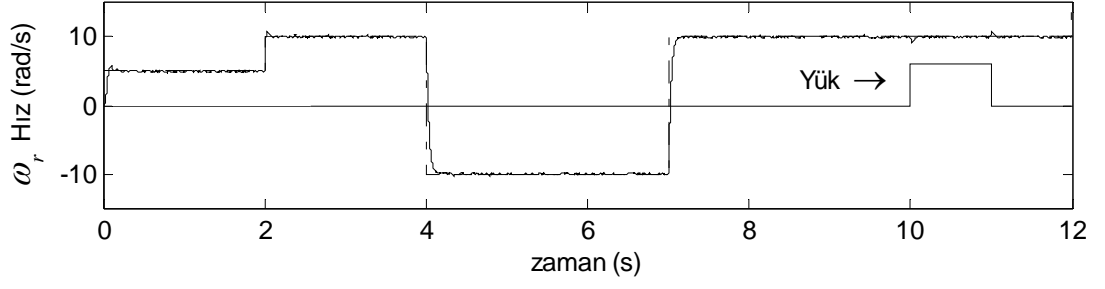


(e) FKKD'li sürücü

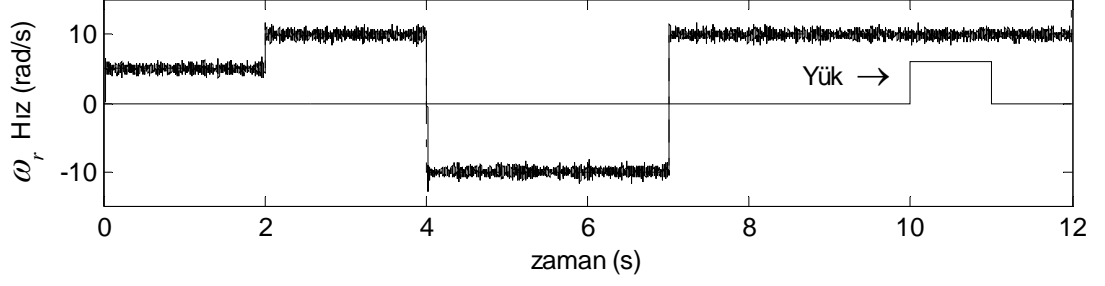
Şekil 3.14. i_{qs} akımı sonuçları

DFKKD tekniğinde ise normalde akımları sınırlamak için bir algoritma mevcut değildir. Bu yüzden ayrıca akım sınırlandırma algoritması kullanılmıştır. KPKKD ve FKKD'li sürücülerde olduğu gibi PI kullanan sürücü de, müsaade edilen maksimum akım değerlerinden fazla akım geçmesine izin vermemektedir. Şekillerden de görüldüğü gibi PI denetleyici kullanan sürücü, diğer sürücüler arasında en az akım gerektirendir. Kayma kipli denetleyici kullanan sürücüler arasında ortalama olarak en az akım çekilmesini sağlayan FKKD'li sürücüdür.

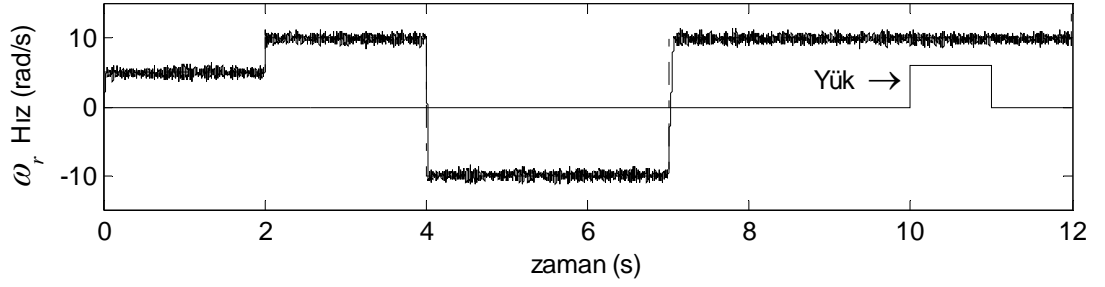
Değişken hız kontrol sürücülerinin yüksek hızlarda olduğu gibi düşük hızlarda da güvenilir olması gerekir. Şekil 3.15'de düşük hız denetiminin sonuçları gösterilmiştir. Bu denetimde de rotor akısı 0.7416 WB'de sabit tutulmuş ve 10-11 s. aralığında 10 N.m büyüklüğünde yük-momentini uygulanmıştır. Şekil 3.16'da da hız hataları gösterilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi hepsinde hız istenen değere otururken aşma olmaktadır. Kayma kipli denetleyici kullanan sürücüler yük-momentinden etkilenmezken PI denetleyici kullanan sürücü yüksek hızda olduğu gibi düşük hızlarda da kötü bir şekilde etkilenmektedir. DFKKD'li sürücü yüksek hızlarda güven vermezken düşük hızlarda kararlı bir hali vardır. Kontrol sinyali olarak $\pm U_0$ üreten doğrudan anahtarlama özelliğine sahip DAKKD ve DFKKD'nin sebep olduğu çırtıtının genliğinin diğerlerine göre daha büyük olduğu görülmektedir. Sistem parametreleri kullanan ve büyük bir denetim kuralına sahip olan KPKKD'li sürücünün sebep olduğu çırtıtının genliği de az değildir. Düşük hızlarda bu kadar büyük genlikli çırtıtının olması bir dezavantajdır. Yüksek hızlarda olduğu gibi kayma kipli denetleyiciler arasında en küçük genlikli çırtıya neden olan FKKD'li sürücüdür. Düşük hızlarda da anahtarlama genliğini azaltma algoritması iyi sonuç vermektedir.



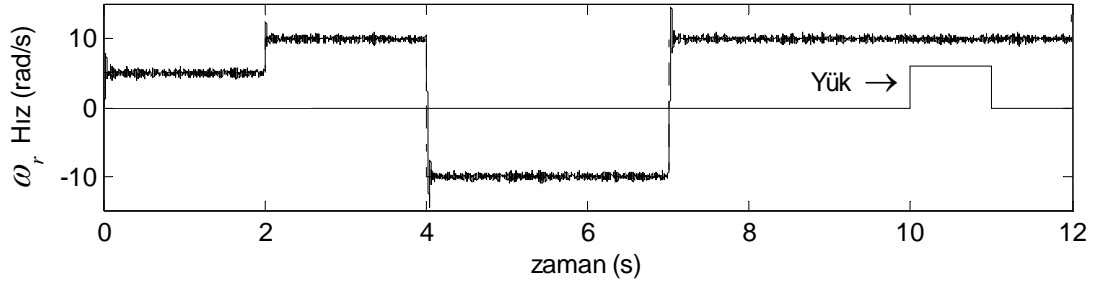
(a) PI denetleyicili sürücü



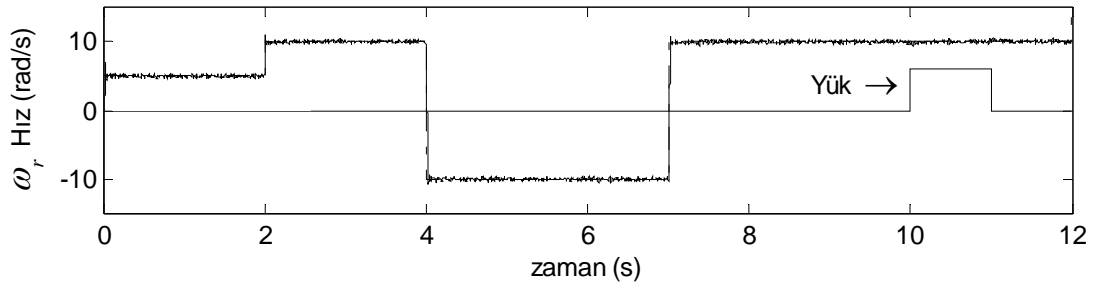
(b) DAKKD'li sürücü



(c) DFKKD'li sürücü

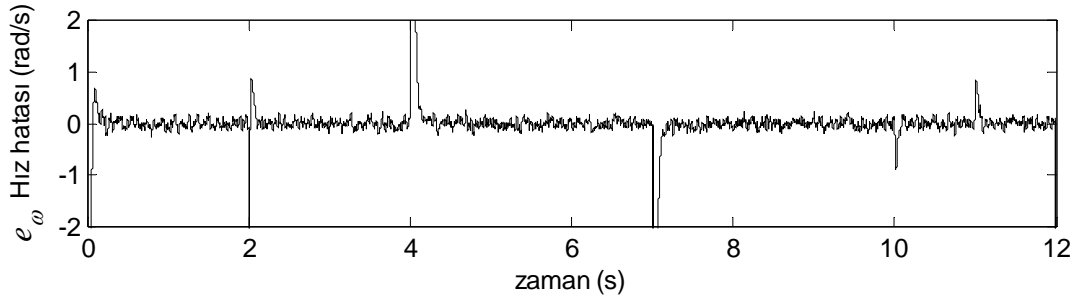


(d) KPKKD'li sürücü

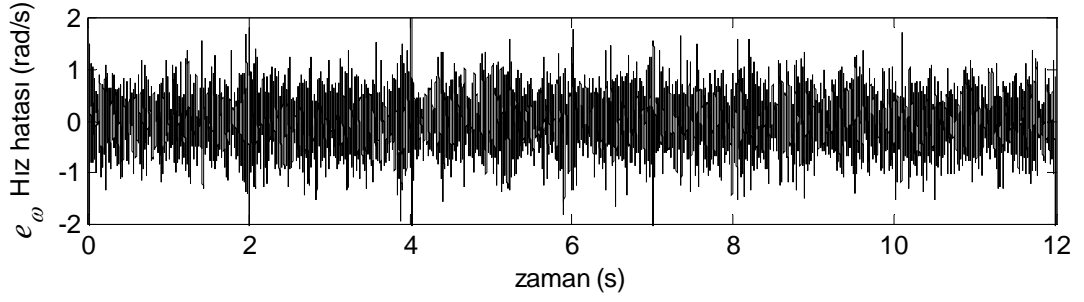


(e) FKKD'li sürücü

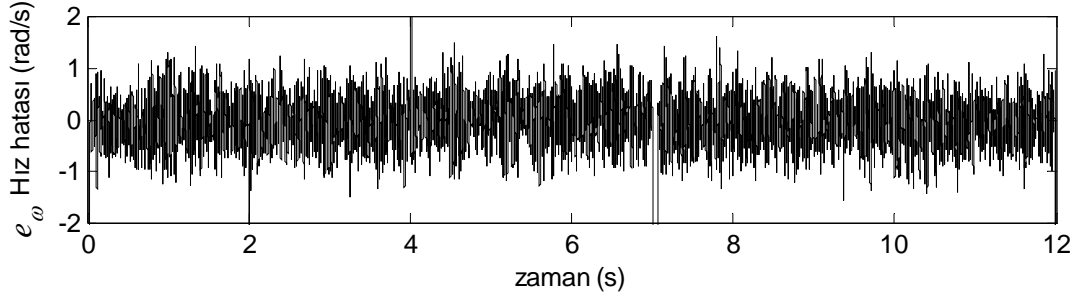
Şekil 3.15. Düşük hız sonuçları



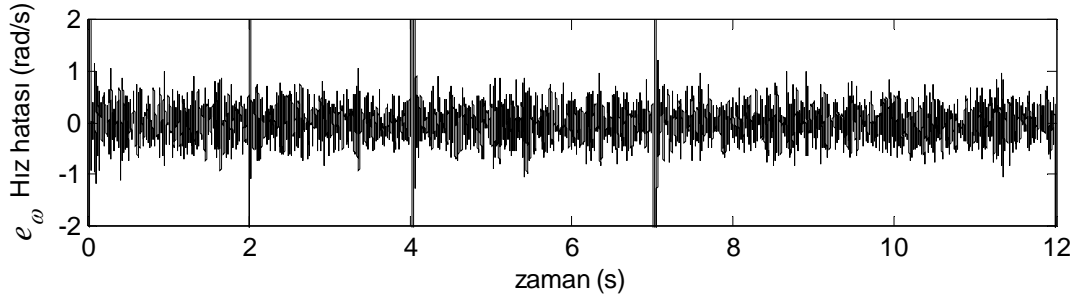
(a) PI denetleyicili sürücü



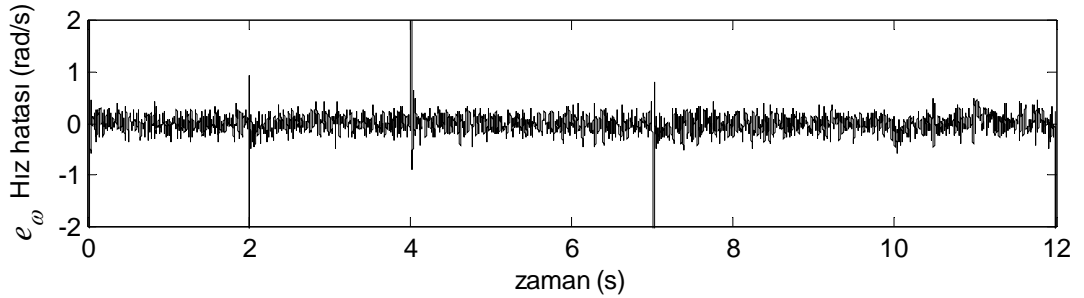
(b) DAKKD'li sürücü



(c) DFKKD'li sürücü



(d) KPKKD'li sürücü



(e) FKKD'li sürücü

Şekil 3.16. Düşük hızlarda hız hatası sonuçları

3.2.3. Genel Yorumlar

Asenkron motor sürücülerinin gürültüden etkilenmemeleri güvenilirlik açısından çok önemlidir. PI denetleyici, alçak geçiren bir filtre gibi davrandığından PI denetleyici kullanan sürücü sistemler gürültüden çok az etkilenmektedir. Kayma kipli denetleyiciler, kayma yüzeyi tanımından bilindiği gibi hatanın türevlerini kullanırlar. Gürültüden etkilenmeye çok müsait bir yapıya sahiptirler. Bu yüzden kayma kipli denetleyici uygulamalarında, hata sinyali alçak geçiren bir filtreden geçirilerek denetleyiciye verilmek zorundadır. Bu kayma kipli denetleyiciler için bir dezavantajdır. Belirsizlikten etkilenmeyecek şekilde türetilen denetim kuralından ve gürültüden dolayı kayma kipli denetleyicilerde, PI denetleyicilerinkine göre çıktılar daha fazla olmaktadır. PI denetleyici, parametre belirsizliğinden az etkilenmektedir ve belirsizlik olması durumunda hatanın sıfır olması zaman almaktadır. Kayma kipli denetleyiciler parametre belirsizliğinden etkilenmezler ve hata çok hızlı bir şekilde sıfıra ulaşır. Aynı durum yük uygulandığında da görülebilir. PI denetleyici kullanan sürücü yükten etkilenmektedir. Kayma kipli denetleyici kullanan sürücü ise belirsizlik sınırları içerisinde gösterilmiş yükten hiç etkilenmemektedir. Fakat tasarım aşamasında belirsizlik boyutu büyük kabul edildiğinde, sistem çıkışındaki çığırının genliği artmaktadır. PI denetleyici kullanan sürücü hız için iki adet, akı için ise bir adet PI denetleyici ile toplam üç adet kontrol çevrimi kullanmaktadır. Aynı zamanda akıları tahmin etmek için bir gözleyici kullanılmasına gerek yoktur. Tezde sunulan kayma kipli denetleyici kullanan sürücülerde ise sadece iki adet kontrol çevrimi bulunmaktadır. Fakat akıları tahmin etmek için gözleyici kullanılması gerekir. Gözleyici hatası sürücünün performansını düşürdüğünden, gözleyici kullanan sürücüler için bu durum bir dezavantajdır. Diğer taraftan gözleyici algoritması sürücü işlemcilerinde fazladan işlem yapılmasına sebep olmaktadır. PI

denetleyici kullanan sürücülerde, kayma kipli denetleyici kullanan sürücülerinkine göre akımların rms değeri daha azdır. Diğer taraftan kayma kipli sürücülerin, akımlarda neden olduğu sürekli varolan büyük genlikli çırtırtı motor sargılarında tahribata neden olabilir.

Kayma kipli denetleyici kullanan sürücüler arasında en güzel sonuçları KPKKD ve FKKD'li sürücüler vermiştir. Hız ve akıdaki çırtırtının genliği daha küçüktür. Ayrıca bir referans hız değerinden diğerine geçiş sırasında hız değişimleri sabittir. Diğer taraftan DAKKD ve DFKKD'li sürücüler gürültüden dolayı hızda kalıcı durum hatasına sebep olmaktadır. Bu istenmeyen bir durumdur ve pratik olarak bu sürücülerin kullanılması tercih edilmez. Diğer taraftan KPKKD ve FKKD'li sürücülerin akımları daha küçük çırtırtılı ve daha kararlıdır. DAKKD ve DFKKD'li sürücüler eviriciyi doğrudan anahtarlama özelliğine sahiptirler. KPKKD ve FKKD'li sürücüler için ayrıca DGM birimi gerekmesi bir dezavantajdır. Diğer taraftan DAKKD ve DFKKD'li sürücülerin denetim kuralları KPKKD'li sürücününkine göre oldukça basittir ve daha az işlem gerektirir. Aynı zamanda gözleyicisi hariç, kontrol işlemlerini yürüten algoritma motor parametreleri kullanmamaktadır. FKKD'li sürücünün kontrol algoritmasında da motor parametreleri kullanılmamaktadır. KPKKD'li sürücü ise motor parametrelerine ihtiyaç duyar. Bu yüzden KPKKD'li sürücünün parametre belirsizliğine karşı gürbüzlüğü daha zayıftır.

KPKKD ve FKKD'li sürücüler karşılaştırıldığında, FKKD'li sürücünün, motor parametresi kullanmayan küçük denetim algoritmasına sahip olması onu avantajlı duruma getirmektedir. Ayrıca KPKKD'li sürücü küçük referans hız değerlerinde FKKD'li sürücününkine göre daha büyük çırtırtıya sebep olmaktadır.

FKKD'li sürücünün referans değere oturması fazla süre almasına rağmen, farklı referans değerler için çıtırının genliği azdır ve bu anlamda PI denetleyici kullanan sürücüye daha yakın performans sergilemektedir. Fakat denk denetim vazifesi gören filtreye ait parametrelerin tecrübeler ile belirlenmesi ise bir dezavantajdır. KPKKD tekniğinde ise tüm parametreler tasarım aşamasında otomatik olarak belirlenmektedir.

4. SONUÇ

4.1. Genel Sonuçlar

Bu tezde, vektör kontrollü asenkron motor için belli başlı kayma kipli denetim uygulamaları anlatılmış ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Araştırma sürecinde anlaşılmıştır ki, kayma kipli denetimin, sistem yörüngelerinde çıtırtı (istenen değer civarında salınım) meydana getirmesi, gürültüden kötü yönde etkilenerek kalıcı durum hatasına sebep olması gibi bazı dezavantajları vardır. Denetleyici girişine zaman sabiti küçük olan alçak geçiren bir filtre konulduğunda, denetleyici performansı biraz artmaktadır. Fakat gürültünün etkileri sistemde yine de mevcuttur. Zaman sabiti büyük olduğunda ise denetleyici performansı düşmekte ve sistem çıkışında düşük frekanslı büyük genlikli salınımlar meydana gelmektedir. Gürültüden etkilenmeyen ve sistem çıkışında az çıtırtı meydana getiren denetim kuralları da literatürde mevcuttur. Fakat bu denetim kurallarının bünyelerinde sistem parametrelerini ihtiva etmeleri gibi bir dezavantajları vardır. Ayrıca bu denetim kuralları bir çok matematiksel işlem gerektirmekte olup karmaşık bir yapıya sahiptirler. Ayrıca türetilmeleri zaman almakta ve zahmetli olmaktadır.

Tezde sunulan DAKKD ve DFKKD basit bir yapıya sahiptir. Denetleyici girişinde filtre olmasına rağmen sistem çıkışında büyük genlikli çıtırtıya neden oldukları gibi aynı zamanda kalıcı durum hataları da sıfır değildir. Bunun bir sebebi denetleyicinin sistem parametreleri kullanmaması, diğer bir sebebi de denetim kuralının sadece $\pm U_0$ değerlerini üretmesidir. Motor girişinin sürekli bu değerleri alması, anlık akımların büyük değerlerde olmasına neden olmaktadır. Simülasyon sonuçlarından anlaşıldığı gibi bu kayma kipli denetleyicileri kullanan sürücülerdeki

akımların ortalaması diğer denetleyicileri kullanan sürücülerinkine göre daha büyüktür. Bu durum sadece hız geçişi esnasında değil, kalıcı durumda da böyledir. Büyük genlikli akımların sürekliliği motor sargılarına zarar verebileceği için bu sürücülerin uzun süreli çalışacak motorlarda kullanılması uygun değildir.

KPKKD'yi kullanan sürücüdeki akımın ortalaması DAKKD ve DFKKD'li sürücülerinkine göre daha küçük değerdedir. Gürültüden çok daha az etkilendiğinden kalıcı durum hatası da ortalama olarak sıfırdır. Fakat hız değeri referans değerine otururken referans değerini aşmaktadır. KPKKD'li sürücünün diğerlerinden en önemli farkı karmaşık bir yapıya sahip olması ve sistem parametreleri içermesidir. Bu yüzden hızdaki çıtırtının genliği daha küçüktür ve kalıcı durum hatası ortalama olarak sıfırdır. Fakat bu karmaşık yapı, tasarımı ve uygulanabilirliği zorlaştırmaktadır. Tasarım için motor parametre bilgisi gerektiği gibi moment gözleyicisindeki katsayıların da belirlenmesi gerekmektedir. Diğer taraftan denetim kuralında, PI denetleyicili sürücü gibi akım bilgisine ihtiyaç duymaktadır. PI denetleyici kullanan sürücüye göre tek avantajı yük momentinden etkilenmemesidir. PI denetleyicili sürücününkine göre akımların çıtırıtı genliği ve ortalaması daha fazladır. Gürültüden ve diğer bozucu girişlerden etkilenmemesi için geliştirilen algoritma, PI denetleyici kullanan sürücünün algoritmasından daha büyüktür. Diğer taraftan PI denetleyicili sürücü akı bilgisini kullanmadığından akı gözleyicisine ihtiyaç duymamaktadır. Bu yüzden PI denetleyici kullanan sürücü KPKKD'li sürücüden daha avantajlı duruma gelmektedir.

Sistem parametreleri kullanan kayma kipli denetleyicilerin, parametre kullanmayanlara göre performansları daha yüksektir. Fakat karmaşık denetim algoritmasına sahiptirler. Tezde sistem parametreleri kullanmayan ve basit bir yapıya

sahip olan FKKD önerilmiştir. Bu denetleyici denk denetim vazifesi gören bir filtreye sahiptir. Simülasyon sonuçları göstermiştir ki, önerilen denetleyici motor parametreleri kullanmamasına ve basit bir yapıya sahip olmasına rağmen, sistem çıkışında daha küçük genlikli çıtırtıya neden olmakta ve bozucu etkiler olması halinde bile kalıcı durum hatası sifıra gitmektedir. Aynı zamanda akımlardaki çıtırtının genliği diğer kayma kipli denetleyicilerinkine göre çok daha azdır. Yüksek hızda olduğu gibi düşük hızda da kayma kipli denetleyiciler arasında en iyi performansı FKKD göstermektedir. PI denetleyicili sürücüde yük momenti uygulandığında ve kaldırıldığında hız etkilenirken, FKKD'li sürücüde hızda bir değişme olmamaktadır. FKKD'nin basit bir yapısı olmasına karşın, anahtarlama genliği azaltma katman kalınlığının, filtreleme katman kalınlığının ve filtrenin zaman sabitlerinin tecrübeler ile belirlenmesi gibi bir dezavantajı vardır. Bu dezavantaj PI denetleyici parametrelerinin belirlenmesi için de geçerlidir.

Simülasyon sonuçları göstermektedir ki, parametre belirsizliği ve bozucu etkilere karşı gürbüzlük isteniyorsa, PI denetleyici kullanan sürücü yerine FKKD'li sürücü kullanılabilir.

4.2. Gelecek Çalışma

Bu teze dayanan gelecek çalışma, sifıra yakın referans hızlar için asenkron motorun kayma kipli vektör kontrolü ile ilgili olabilir. Çünkü kayma kipli denetleyiciler motor hızında çıtırtı meydana getirdiğinden, küçük hızlarda çıtırtı genliği hıza oranla büyük kalmaktadırlar. Anahtarlama genliği k küçültülerek, çıtırtı genliği küçültülebilir. Fakat küçük k , parametre belirsizliğini, eylemsizlik momentini, sürtünme ve gürültüyü karşılayamayabilir. Diğer taraftan sınır katmanı

büyük seçilirse, sistem yeterli performansı gösteremez (örneğin ani yük-momenti uygulanması durumunda).

Diğer bir gelecek çalışma konusu da FKGD yönteminde denk denetim görevi gören filtre çıkışı sinyalinin, parametre tahmini ve adaptasyonu amacıyla kullanılması olabilir.

KAYNAKLAR

1. W. Leonard, Automatica, **22**,1(1986)
2. M. K. Sarıoğlu, M. Göktaşan, S. Boğosyan, Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2003
3. V. I. Utkin, Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems, Mir Publishers, Moscow, 1978
4. A. Šabanović and D. B. Izosimov, IEEE Trans. Indust. Appli., **17**, 41(1981)
5. J. -J. E. Slotine, Int. J. Contr., **43**, 1631(1983)
6. J. -J. E. Slotine, W. Li, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall, New York, 1991
7. V. I. Utkin, IEEE Trans. Automat. Contr., **AC-22**, 212(1977)
8. V. I. Utkin, K. D. Yang, Automation and Remote Control, **39**, 1466 (1978)
9. A. Balestrino, G. De Maria and L. Sciavicco, Systems & Control Letters, January, 232 (1982)
10. C. M. Darling, A. S. I. Zinober, Int. J. Control, **44**, No. 1, 65 (1986)
11. V. I. Utkin, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **40**, 23(1993)
12. D. Izosimov, B. Matic, V. I. Utkin and A. Sabanovic, Sov. Phys. Dokl., **23(8)**, 548 (1978)
13. R. Soto, K. S. Yeung, Conf. Rec. of IEEE Ind. Appli. Annual Meeting, **2**, 1724(1992)
14. C.-Y. Won, D. H. Kim, B. K. Bose, Proc. of IEEE Int. Conf. on Power Electronics and Motion Control, **1**, 60 (1992)
15. A. Faqir, F. Betin, L. Chrifi Alaoui, B. Nahid, D. Pinchon, Proc. of IEEE Conference on Control Applications, **1**, 93 (2003)
16. K. Jezernik, IEEE Proc. of Int. Conf. on Power Elect.and Drive Systems, **1**, 202 (1995)

17. C.-T. Pan, T.-Y. Chang, C.-M. Hong, IEEE Trans. on Energy Conversion, **9**, 645 (1994)
18. C.-T. Pan, T.-Y. Chang, Conf. Rec. of IEEE Power Electr. Spec. Annual Meeting, **1**, 243 (1994)
19. J.-S. Chen, J.-S. Yang, Proc. of the American Control Conference, **5**, 3536 (1995)
20. M.-H. Park, K.-S. Kim, IEEE Trans. on Power Electronics, **6**, 317 (1991)
21. F. Cupertino, A. Lattanzi and L. Salvatore, IEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, **No. 475**, 206(2000)
22. C.C. Chan, H.-W. Wang, Conference Record of the 1993 IEEE IAS Annual Meeting, **1**, 739 (1993)
23. C.C. Chan, H.-Q. Wang, IEE Proc. Electric Power Applications, **143**, 177 (1996)
24. W. Qi, R. G. Hoft, IEEE Proc. of APEC '94 Conf., **1**, 507 (1994)
25. H.A.F. Mohamed, W. P. Hew, N.A. Rahim, Proceedings of the 41st SICE Annual Conference, **1**, 258 (2002)
26. K.-K. Shyu, H.-J. Shieh, IEEE Trans. on Power Electronics, **11**, 660 (1996)
27. F.A.S. Neves, B. R. Menezes, S. R. Silva, IEEE Proc. of American Control Conf., **1**, 125 (1998)
28. A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, Conf. Rec. of IEEE Power Electr. Spec. Annual Meeting, **3**, 1106 (2000)
29. M.W. Dunnigan, S. Wade, B. W. Williams, X. Yu, IEE Proc. of Electric Power Applications, **145**, 231 (1998)
30. O. G. Rios-Gastelum, B. Castillo-Toledo, A. G. Loukianov, IEEE Proc. of Decision and Control Conf., **3**, 3124 (2003)
31. N. Madani, M. F. Benkhoris, S. Siala, M. O. Mahmoudi, IEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, 341 (1998)
32. T. Floquet, J. P. Barbot, W. Perruquetti, Proc. of IEEE conf. on Decision and Control, **2**, 1691 (2000)
33. J. Zhang, T.H. Barton, Conf. Rec. of the IEEE/IAS Annual Meeting, **1**, 328 (1988)
34. H. Hashimoto, Y. Ishikawa, F. Harashima, A. Rudev and V.I. Utkin, 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, **1**, 259 (1992)

35. J. Alvarez-Gallegos, R.J. Herrera-Alfonsin, IEEE Conference on Control Applications, **2**, 922 (1992)
36. J. De-Leon, J. Alvarez, R. Castro, Proceedings of the 4th IEEE Conference on Control Applications, 998 (1995)
37. M. Romero, M. I. Valla, Proc. of IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics, **1**, 265 (2000)
38. A. Sabanovic, K. Wada, F. Bilalovic, M. Vujovic, Proc. of IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics, 73 (1993)
39. S. K. Abed, M. S. Khanniche, Proc. of IEEE Int. Conf. on Industrial Electr. Contr. and Instrumentation, **1**, 530 (1995)
40. M. Guerreiro, F. Silva, IEEE 5th International Workshop on Advanced Motion Control, 30 (1998)
41. R.-J. Wai, Proceedings of IEE Electric Power Applications, **147**, 553 (2000)
42. Y.-S. Han, J.-S. Choi, Y.-S. Kim, IEEE Transactions on Magnetics, **36**, 3588 (2000)
43. Z. Yan, C. Jin, V. I. Utkin, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **47**, 1286 (2000)
44. C.Y. Won, D. H. Kim, S. C. Kim, D.W. Yood, IEEE Proc. of APEC '93 Conf., 115 (1993)
45. C.Y. Won, D. H. Kim, S. C. Kim, D.W. Yood, Conf. Rec. of the IEEE Power Conversion, 421 (1993)
46. T. C. Chen, J. U. Hsu, IEEE Proc. of IECON '94, **1**, 44 (1994)
47. D.-H. Kim, H.-S. Kim, J.-M. Kim, C.-Y. Won, S.-C. Kim, IEEE Proc. of IECON '96, **2**, 977 (1996)
48. L. Ying, Z. Jingxiang, F. Xi, Z. Xinzheng, L. Xiuhua, IEEE Proc. of American Control Conf., **5**, 3506 (2000)
49. Ath. Kaletsanos, S.H. Xepapas, S. N. Manias, IEEE PESC '2001, **2**, 1209 (2001)
50. R.-J. Wai, C.-M. Lin, C.-F. Hsu, IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems, **2**, 570 (2001)
51. F. Barrero, A. Gonzalez, A. Torralba, E. Galvan, L. G. Franquelo, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, **10**, 375 (2002)

52. R.-J. Wai, K.-H. Su, C.-Y. Tu, IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems, **2**, 1440 (2003)
53. F. Rashidi, M. Rashidi, IEEE Int. Conf. on Industrial Technology, **1**, 27 (2003)
54. R.-J. Wai, F.-J. Lin, IEE Proc. of Electric Power Applications, **146**, 297 (1999)
55. R.-J. Wai, IEEE Trans. on Industrial Electronics, **50**, 218 (2003)
56. R.-J. Wai, R.-Y. Duan, J.-D. Lee, H.-H. Chang, IEEE Trans. on Industrial Electronics, **50**, 733 (2003)
57. W.-D. Chou, F.-J. Lin, K.-K. Shyu, IEE Proc. of Control Theory and Applications, **150**, 209 (2003)
58. A. Sevinç, Speed Sensorless Control of Induction Motors. PhD Thesis. University of Bristol, Bristol, 2001
59. F. Blaschke, Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte, **1**, 184(1972)
60. N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Güç Elektroniği, Literatür Yayınları, İstanbul, 2003
61. A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, S. D. Umans, Electric Machinery, McGraw-Hill Co. Inc., NewYork, 1985
62. H. W. Van Der Broeck, H.-C. Skudelny and G. V. Stanke, IEEE Trans. Indust. Appli., **24**, 142(1988)