

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**BİLEZİKLİ ASENKRON MAKİNALARIN BİLEZİKLERİ ÜZERİNDEN
BULANIK MANTIK TABANLI HIZ DENETİMİNİN TMS320F2812 DSP İLE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

DOKTORA TEZİ

Elektrik Yük. Müh. Selami KESLER

**EYLÜL 2006
TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**BİLEZİKLİ ASENKRON MAKİNALARIN BİLEZİKLERİ ÜZERİNDEN
BULANIK MANTIK TABANLI HIZ DENETİMİNİN TMS320F2812 DSP İLE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elektrik Yük. Müh. Selami KESLER

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
"Doktor"
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 17.07.2006
Tezin Savunma Tarihi : 13.09.2006**

**Tez Danışmanı : Prof.Dr. A. Sefa AKPINAR
Jüri Üyesi : Prof.Dr. Hasan KÜRÜM
Jüri Üyesi : Prof.Dr. Rifat YAZICI
Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr.H. İbrahim OKUMUŞ
Jüri Üyesi : Yrd. Doç.Dr. Adnan CORA**

Enstitü Müdürü: Prof. Dr. Emin Zeki BAŞKENT

Trabzon 2006

ÖNSÖZ

Bu çalışmada, bilezikli asenkron motorlar için sayısal işaret işlemcileri kullanarak uyarlanabilir bulanık mantık tabanlı, enerji tasarrufu sağlayan faydalı bir hız denetim sistemi gerçekleştirmek amaçlanmaktadır.

Bu çalışmayı yürütürken desteklerini esirgemeyen ve onları ihmal etmeme katlanan anneme, babama, eşime ve onun ailesine minnettarım.

Beni yönlendiren Sayın Hocam Prof.Dr. A.Sefa AKPINAR'a sadece bu çalışmamda değil, lisans öğrenciliğimden bugüne kadar gösterdiği ilgi, güler yüz ve çabalarından ötürü teşekkürlerimi saygı ve minnetle sunarım.

Tez izleme jürisinde bulunan, eleştiri ve fikirleriyle, doktora eğitimindeki destekleriyle bana yardımcı olan Prof.Dr. Rifat YAZICI ve Doç.Dr. İsmail H.ALTAŞ'a ve Yrd. Doç.Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ'a teşekkür ederim.

Sayısal işaret işlemciler konusunda ufkumu açan, lisans, yüksek lisans ve doktora çalışmalarım hep yanımda olan Sayın Yrd. Doç.Dr. İsmail KAYA'ya minnettarım.

Her türlü desteği sunmaktan geri kalmayan Gümüşhane MYO Müdürü Sayın Prof.Dr. Basri ERTAŞ'a, yardımlarından dolayı Öğr. Gör. Muhammet BAKİ, Öğr. Gör. Talat ÖZDEN'e ve tüm Gümüşhane MYO personeline gösterdikleri ilgi, destek ve sabır için hepsine ayrı ayrı şükran borçluyum.

Gazi Üniversitesi'nden Prof.Dr. Çetin ELMAS ve Arş. Gör. Dr.Ali SAYGIN'a fedakarlığı, desteği ve insanlığı için minnettarım.

Pamukkale Üniversitesi'nden Rektör Yrd. Prof.Dr.Yiğit GÜNDÜÇ ve Dekan Yardımcısı Yrd.Doç.Dr.Bekir Sami SAZAK'a yardımlarından dolayı teşekkür ederim.

Öğr.Gör.Murat ÜNAL, Öğr.Gör.Kudret KANDEMİR, Öğr.Gör.Aksun AKBIYIK ve diğer arkadaşlarıma ilgi ve destekleri için teşekkür ederim. Dr.Birol SOYSAL, Dr.Ali ÖZEN, Dr.Mustafa AKTAŞ, Dr.Kadir TÜRK, Dr.Salim KAHVECİ, Emre ÖZKOP ve Ömür AKYAZI'ya destekleri ve hoşgörülü arkadaşlıkları için teşekkür ederim.

Eğitim hayatım boyunca bana emek vermiş tüm öğretmenlerime saygı, minnet ve şükranlarımı sunarım.

Selami KESLER

Trabzon 2006

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET.....	VI
SUMMARY.....	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VIII
TABLOLAR DİZİNİ.....	XII
SİMGELER DİZİNİ.....	XIII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş	1
1.2. Konuyla İlgili Yapılmış Çalışmalar	3
1.3. Tezin Amacı ve Çözüm Yaklaşımı	11
2. KAYMA GÜCÜ DENETİM SİSTEMLERİ	13
2.1. Rotor Direncinin Değiştirilmesi	13
2.2. Kayma Gücünün Geri Kazanımı- Statik Kramer Sistemi	19
2.2.1. Sürekli Hal Çalışma İncelemesi	21
2.2.2. Eşdeğer Devre İncelemesi	24
2.2.3. Üretilen Moment	24
2.2.4. Doğrultucu ve Evirici Güç Oranları	29
2.2.5. Çeviriciler Arasındaki Süzgeç Endüktansı	30
2.2.6. Moment Harmonikleri	32
2.2.7. Kayma Gücünün Kapalı Çevrim Denetimi	36
3. BİLEZİKLER ÜZERİNDEN GERİLİM UYGULANMASI	39
3.1. Bilezikler Üzerinden Uygulanan Gerilimin Etkileri	39
4. BİLEZİKLİ ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ	48
4.1. Referans Eksen Sistemleri	48
4.2. Üç Fazdan İki Faza Dönüşüm Modeli.....	50
4.3. Eksen Sistemleri Arasında Dönüşüm	52
4.4. Rasgele Eksen Sisteminde Asenkron Makine Gerilim Denklemleri	55
4.5. Rasgele Eksen Sisteminde Moment Bağlantısı	66

5.	DENETLEYİCİ SİSTEM MODELLERİ.....	68
5.1.	Amaç ve Genel İlkeler.....	68
5.2.	PID Denetim Modeli.....	70
5.3.	Bulanık Mantık Tabanlı Denetim Modeli.....	75
6.	BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLER.....	77
6.1.	Bulanık Mantık Kavramı.....	77
6.2.	BMD Yönteminin Gelişim Süreci.....	78
6.3.	Bulanık Kümeler.....	79
6.4.	Üyelik Fonksiyonları.....	81
6.5.	Bulanık Küme İşlemleri.....	85
6.6.	Bulanık Çıkarım ve Durulaştırma.....	87
7.	YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	93
7.1.	Bilezikler Üzerinden Gerilim Uygulanması ve Genel Denetim Modeli.....	93
7.2.	Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı.....	95
7.3.	Rotor Akımları Vektör Denetimi.....	101
7.4.	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM).....	104
7.5.	TMS320F2812 Sayısal İşaret İşlemcisi.....	107
7.5.1.	TMS320F2812 DSP Programlama Arayüzü.....	110
7.5.2.	TMS320F2812 DSP Sistem Başlangıç Ayarları.....	111
7.5.3.	TMS320F2812 DSP Kayıtlarının Kullanımı.....	115
7.5.4.	Analog Sayısal Dönüştürücü Ayarları.....	115
7.5.5.	PWM işaretlerinin Üretimi.....	118
7.5.6.	PWM işaretleri Arasında Ölü Zaman Ayarı.....	122
7.5.7.	Sayısal Hız Kodlayıcıdan Bilgi Okunması.....	123
7.6.	Gerçekleştirilen Güç ve Denetim Devreleri.....	125
8.	DENEYSEL VE BENZETİM ÇALIŞMALAR, BULGULAR.....	134
8.1.	Gerçekleştirilen Denetim ve Sürücü Sistemin SVPWM Testi.....	134
8.2.	Bilezikler Üzerinden Denetimsiz Gerilim Uygulanması.....	135
8.3.	Bilezikler Üzerinden Denetimli Gerilim Uygulanması.....	137
8.3.1.	Uygulama Yöntemi.....	137
8.3.2.	Denetimli Uygulanan Gerilimin Geçici Etkileri.....	137
8.3.3.	Kararlı Durumda Stator Akımlarına Etkisi.....	140
8.3.4.	Bileziklerden Farklı Frekansta Gerilim Uygulanması.....	141

8.3.5.	Senkronüstü Hız Geçişinde Rotor Akımları	142
8.4.	Senkronaltı Motor Çalışmada Faydalı Hız Denetimi	143
8.4.1.	Geniş Aralıklı Hız Denetimi	144
8.4.2.	Ani Yük ve Frenlemede Hız Denetimi ve Etkileri	146
8.4.3.	Denetimli Yol Verme	148
8.4.4.	Değişken Hız Denetiminde Moment FFT Genlikleri	149
8.5.	Çıkış Gerilimleri Filtreli Evirici İle Bileziklerden Üzerinden Denetim	150
8.5.1.	Pozitif Sabit Yük Momenti Altında Değişken Hız Denetimi	151
8.5.2.	Negatif Yük Momenti Altında Değişken Hız Denetimi	153
8.5.3.	Değişken Yük Momenti Altında Sabit Hız Denetimi	155
9.	SONUÇLAR	157
10.	ÖNERİLER	159
11.	KAYNAKLAR	160
	EKLER	167
	ÖZGEÇMİŞ	176

ÖZET

Bu çalışmada bilezikli asenkron motorların bilezikleri üzerinden hız denetim yöntemleri araştırıldı. Bilezikler üzerinden kayma frekansında gerilim uygulanmasının motor momenti ve akımları üzerindeki etkileri incelendi. Sistemin matematiksel modeliyle benzetim çalışmaları yapıldı. Uyarlanabilir sınırlı bulanık mantık tabanlı bir denetim sistemi ile bilezikler üzerinden uygulanan gerilim ayarlanarak akımlar ve moment üzerindeki olumsuz etkiler azaltılmaya çalışıldı.

Deneysel çalışmalar için 100A 1200V dayanımlı bir evirici gerçekleştirildi. Bilezikler üzerinden uygulanan gerilim denetimi için Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu(SVPWM) ve TMS320F2812 DSP kullanıldı. Yeni kullanılmaya başlanan bu sayısal işaret işlemcinin programlanması ile ilgili önemli bilgiler verildi.

Motorun çalışma bölgesine göre rotordan sisteme, sistemden rotora güç akışını incelendi. Negatif yük bindirimlerinde, ani yük uygulamalarında ve frenleme bölgelerinde kayıp gücü geri kazanan, geniş aralıklı bir hız denetimi gerçekleştirildi. Benzetim çalışmalarıyla karşılaştırıldı.

Bilezikler üzerinden gerilim uygulanarak yapılan hız denetiminde sistemin fiziksel ve mekanik sınırları ortaya konularak, yöntemin hangi çalışma durumlarında kullanılabileceği araştırıldı. Özellikle senkron üstü motor ve senkron hız yakınlarında çalışmanın etkileri ortaya konuldu.

Son bölümde, uyarlanabilir sınırlı bulanık mantık tabanlı bir denetim sistemi ile rotor sargılarına uygulanan kayma frekanslı gerilimin tam filtre edilmiş sinüs olması durumunda sistem başarımı, motorun dört çalışma bölgesinde benzetim çalışmalarıyla incelendi. Filtre edilmemiş evirici çıkış gerilimleri ile yapılan uygulamalarla, tam sinüs çıkışlı, kayma frekanslı gerilimlerinin etkileri tartışıldı.

Anahtar Kelimeler : Bilezikli Asenkron Motor, Bilezikler Üzerinden Gerilim Uygulaması, Bulanık Mantık, TMS320F2812 DSP, Kayma Gücü Geri Kazanımı, Hız Denetimi, Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu.

SUMMARY

The Implementation of A Fuzzy Logic Based Speed Controller for the Slip-Ring IM Using TMS320F2812 DSP

In this study, the speed control methods for the slip-ring induction motors over the rings have been researched. The effects of the voltage applied the rotor windings on the instantaneous stator and rotor current waveforms and transient torque dynamics have been examined. The negative and dangerous effects of the voltage injection method are tried to reduce by the adaptive fuzzy logic based speed control system.

For the experimental studies, 100A 1200V IGBT inverter is realized and TMS320F2812 Digital Signal Processor is used together with space vector pulse width modulation in order to control of magnitude and frequency of the injected voltage. The useful informations are given about the programming of the new family digital signal processor TMS320F812.

The power flow between rotor windings and supply is analyzed and presented according to the different operation regions of the machine. A large range speed control system, which has the lost power recovery drive, is implemented under the negative or unexpected load torque that changes suddenly and regenerative braking region. The experimental results are compared with the computer simulations.

It is determined that the proposed method can be used in which operation conditions according to the mechanical and physical restrictions of the system. Especially, the effects of the voltage injection are also discussed in conditions with super synchronous motor and around the synchronous speed.

In the last chapter, the control system performance is analyzed with computer simulations on the four-quadrant of the slip-ring induction motor in case voltage having slip frequency, which is applied to rotor windings with adaptive fuzzy logic based control system, is exactly filtered sinus. The effects of voltages having exact sinus waveform and slip frequency are discussed with applications which are made with non-filtered inverter output voltages.

Keywords: Slip-Ring IM, Voltage Applying Over The Rings, Adaptive Fuzzy Logic, TMS320F2812 DSP, Slip Power Recovery, Speed Control, SVPWM.

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 2.1.	Üç fazlı bilezikli asenkron motor (MagneTek, Inc.)	13
Şekil 2.2.	Bilezikli asenkron motora ek dirençlerle yol verme/hız denetimi	14
Şekil 2.3.	Rotor devresi etkin direnci değişimiyle hız-moment denetimi	14
Şekil 2.4.	Rotor devresi ek direnci ortalama değer denetimi ve akım değişimi	15
Şekil 2.5.	Asenkron motorun farklı rotor dirençlerinde kayma-moment eğrileri	16
Şekil 2.6.	Asenkron motorun statora indirgenmiş faz başına eşdeğer devresi	16
Şekil 2.7.	Rotor tarafına indirgenmiş ASM faz başına eşdeğer devresi	17
Şekil 2.8.	Çevirici tarafına indirgenmiş ASM eşdeğer devresi	18
Şekil 2.9.	Kayma gücünü geri kazandıran sistemin ilkesel modeli	19
Şekil 2.10.	Güç çeviricilerinin doğrultucu ve evirici durumu	20
Şekil 2.11.	Rotor gerilimi ve varsayılan akımı	21
Şekil 2.12.	Evirici birimi akım ve gerilim varsayılan dalga biçimi	22
Şekil 2.13.	Denetimli doğrultucuda a) $\alpha < 90^\circ$ b) $\alpha > 90^\circ$ (evirici çalışma kipi)	23
Şekil 2.14.	Kayma gücünün geri kazanımında faz başına üç faz asm eşdeğer devresi	25
Şekil 2.15.	Stator tarafına indirgenmiş faz başına eşdeğer devre	25
Şekil 2.16.	Rotor akımları ve hava aralığı akısı harmonik fazörleri	35
Şekil 2.17.	Kayma gücünü geri kazandıran kapalı çevrim hız /moment denetimi	36
Şekil 2.18.	Senkron üstü/senkron altı hız denetimine uygun devre modeli	37
Şekil 3.1.	İki yönlü çevirici bilezikler üzerinden ile gerilim uygulanması	39
Şekil 3.2.	Rotor sargılarına bileziklerden gerilim uygulanması durumunda güç akışı ...	40
Şekil 3.3.	Sabit yük altında motor çalışmaya göre uygulanan gerilimin etkisi	41
Şekil 3.4.	Sabit yük altında faydalı fren çalışmaya göre uygulanan gerilimin etkisi	41
Şekil 3.5.	Bilezikler üzerinden gerilim uygulanarak hız denetimi yapılması	44
Şekil 4.1.	Üç fazlı sistemden (abc), iki fazlı dq sistemine dönüşüm vektörleri	50
Şekil 4.2.	ω hızlı dönen $\alpha \beta$ eksen sistemine geçiş	52
Şekil 4.3.	Eksen sistemi hızının senkron hız seçildiği $\alpha \beta$ eksen sistemi	55
Şekil 4.4.	Bilezikli asenkron makinenin mmk vektörleri	56
Şekil 4.5.	ω Referans hızlı eksen dönüşümü için stator mmk vektörleri	60

Şekil 4.6.	ω Referans hızlı eksen dönüşümü için rotor mmk vektörleri	62
Şekil 5.1.	Açık çevrimli denetim sistemi elemanları	68
Şekil 5.2.	Kapalı çevrimli bir hız denetim sisteminin ilkesel modeli	69
Şekil 5.3.	İşlemsel yükselteçler ile PID tasarımın gerçekleştirilmesi	70
Şekil 5.4.	Bir denetim sisteminin örnek birim basamak girişine yanıtı	72
Şekil 5.5.	PID denetleyici blok diyagramı.....	73
Şekil 5.6.	Bulanık mantık denetimi blok gösterimi.....	76
Şekil 6.1.	Bir aracın güvenli durdurulmasında giriş ve çıkış için bulanık kümeler.....	80
Şekil 6.2.	Üçgen üyelik fonksiyonu	82
Şekil 6.3.	Sinuzoid üyelik fonksiyonları	83
Şekil 6.4.	Yamuk üyelik fonksiyonu	83
Şekil 6.5.	Üyelik fonksiyonlarının bazı ortak özellikleri	84
Şekil 6.6.	Mamdani'nin max-min bulanık çıkarım yöntemi.....	89
Şekil 6.7.	Bulanık çıkışın elde edilmesi	89
Şekil 6.8.	Ağırlık merkezi yöntemiyle durulaştırma işlemi için örnek ayırık veriler	90
Şekil 6.9.	Max-min çıkarım yönteminde Sugeno'nun singleton modeli.....	91
Şekil 6.10.	Singleton modelinde bulanık çıkışın elde edilmesi	91
Şekil 7.1.	Rotor sargılarına gerilim uygulanmasında denetim sistemi blok devresi.....	93
Şekil 7.2.	Bulanık mantık denetleyici sistem ilkesel çizgesi	95
Şekil 7.3.	Bulanık mantık denetleyici tasarımına esas alınan motor dinamik değişim...97	
Şekil 7.4.	Hata ve hatadaki değişim için sinüzoid üyelik kümeler	98
Şekil 7.5.	Rotor akımlarının bulanık mantık tabanlı vektör denetimi.....	102
Şekil 7.6.	Senkron altı motor çalışmada hız-moment denetimi	103
Şekil 7.7.	Anahtarlama vektörleri ve bölgeler (V_n (S1 S2 S3))	104
Şekil 7.8.	Bölgelere göre anahtar iletim süreleri ve uygulanan gerilim vektörleri.....	106
Şekil 7.9.	TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi donanım modeli	109
Şekil 7.10.	eZdsp F2812 sayısal işaret işlemci kartı	109
Şekil 7.11.	ADC biriminin sıralı dönüşüm kipi blok çizgesi	116
Şekil 7.12.	ADC çalışma hızının ayarlanmasına ilişkin blok çizge	117
Şekil 7.13.	Zamanlayıcılar ve simetrik PWM çiftlerinin üretimi	119
Şekil 7.14.	EVA Olay yöneticisine bağlı işlemci birimleri	120
Şekil 7.15.	PWM işareti üretim süreci blok çizgesi.....	121
Şekil 7.16.	Aynı Besleme hattına bağlı anahtarların ölü zamanlı sürülmesi.....	122

Şekil 7.17.	EVA olay yöneticisine bağlı ölü zaman birimleri blok çizgesi	123
Şekil 7.18.	Sayısal konum kodlayıcının çalışma ilkesi	124
Şekil 7.19.	Sayısal konum kodlayıcının F2812 işlemcisine bağlantısı	124
Şekil 7.20.	2MBI100N-120 IGBT ikili blok yapısı ve üç faz evirici bağlantısı.....	126
Şekil 7.21.	IGBT evirici güç anahtarları devresi	126
Şekil 7.22.	IGBT evirici kesimde söndürme(koruma) devresi	127
Şekil 7.23.	Gerçekleştirilen kesimde söndürme devresi.....	127
Şekil 7.24.	Her bir IGBT anahtar için sürücü entegresi ve besleme entegre devresi.....	128
Şekil 7.25.	Evirici güç anahtarları için altı PWM çıkışlı sürücü devre	129
Şekil 7.26.	Sürücü devre PWM işaretlerinin F2812 işlemcisinden yalıtılması	129
Şekil 7.27.	LA55P-SP1 akım sensörü ve analog bindirme devresi	130
Şekil 7.28.	Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan devre	130
Şekil 7.29.	Kullanılan motor/yük grubu ve analog/sayısal hız kodlayıcıları.....	131
Şekil 7.30.	Tasarlanan güç elektroniği devresi genel görünüşü	131
Şekil 7.31.	Sayısal işaret işlemci tabanlı denetime uygun iki çevirici devresi.....	132
Şekil 7.32.	15A 1200V dayanımlı gerilim beslemeli evirici	133
Şekil 7.33.	Deneysel çalışmaların yapıldığı sistemin genel görünüşü	133
Şekil 8.1.	TMS320F2812'den alınan evirici anahtarlama bölgeleri	134
Şekil 8.2.	Benzetimle elde edilen evirici anahtarlama bölgeleri.....	134
Şekil 8.3.	Benzetimle elde edilen evirici faz-nötr gerilimi.....	135
Şekil 8.4.	Bilezikler üzerinden denetimsiz gerilim uygulanmasında moment	136
Şekil 8.5.	Denetimsiz olarak gerilim uygulanmasında hız(1.5kW)	136
Şekil 8.6.	Denetimsiz uygulamada 1.5kW motor için rotor akımları	136
Şekil 8.7.	Senkron hız yakınlarında rotor akımı değişimi	137
Şekil 8.8.	Senkron hız yakınlarında rotor akımı(deneysel sonuç)	138
Şekil 8.9.	Senkron hız yakınlarında stator akımı(benzetim sonucu).....	138
Şekil 8.10.	Senkron hız yakınlarında stator akımı(deneysel sonuç)	138
Şekil 8.11.	Denetimli olarak motorun senkron üstü hıza zorlanması	139
Şekil 8.12.	Senkron üstü hıza zorlanan motorun moment değişimi.....	139
Şekil 8.13.	Uyarlanabilir bulanık mantık denetimi ile kararlı hal süresinin hızland.	140
Şekil 8.14.	Bileziklerden gerilim uygulanmasında kararlı durum stator akımı.....	141
Şekil 8.15.	Kayma frekansını izlemeyen gerilim uygulanmasında.....	141
Şekil 8.16.	Senkronüstü hızda rotor akımı deneysel ve benzetim sonucu	142

Şekil 8.17.	Negatif yük altında rotor akımlarının senkron hız geçişi.....	143
Şekil 8.18.	Rotor enerjisinin denetiminde hızlanma durumu deneysel ve benzetimi	144
Şekil 8.19.	Rotor enerjisinin denetiminde yavaşlama durumu deneysel ve benzetimi ...	145
Şekil 8.20.	Hızlandırma durumunda hız ve moment-F2812 deneysel sonucu	145
Şekil 8.21.	Hızlandırma durumunda F2812 DSP deneysel sonucu	146
Şekil 8.22.	Nominal hızda ani frenleme için hız eğişi deneysel ve benzetim sonucu	146
Şekil 8.23.	Nominal hızda ani mekanik frenin moment üzerindeki etkisi	147
Şekil 8.24.	Mekanik frenlemede rotor akımları deneysel ve benzetim sonucu	147
Şekil 8.25.	Bilezikler üzerinden bulanık mantık denetimli yol verme.....	148
Şekil 8.26.	Denetimli 600dev/d boşa çalışma moment FFT genlikleri.....	149
Şekil 8.27.	Yük altında denetimli 900dev/d hızda moment FFT genlikleri	149
Şekil 8.28.	Boşa nominal hıza yol vermede moment FFT genlikleri	150
Şekil 8.29.	Nominal boşa çalışma hızında moment FFT genlikleri.....	150
Şekil 8.30.	Birim basamak referans hız değişikliğinde hız denetimi $V_{dc}=115V$	151
Şekil 8.31.	Evirici besleme gerilimi artırıldığında hız denetimi $V_{dc}=150v$	152
Şekil 8.32.	Birim basamak ve rampa referans hız girişinde sistem tepkisi	152
Şekil 8.33.	Kayma açısal konumunun senkron üstü hız geçişi.....	153
Şekil 8.34.	Negatif yük momentinde altında değişken hız denetimi tepkisi	154
Şekil 8.35.	Denetimsiz modelde değişken yükler için sistem tepkisi.....	155
Şekil 8.36.	Bulanık Mantık denetimli sabit hız denetimi	156
Şekil 8.37.	Rotor sargılarına uygulanan gerilimin anahtarlama bölgeleri.....	156

TABLULAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Hız denetim aralığına göre çevirici çalışma kipleri.....	38
Tablo 5.1. Ziegler-Nichols titreşim yöntemine göre PID parametreleri	75
Tablo 6.1. Hız ve mesafe girdileri için uygulanacak fren basıncı örnek kural tablosu....	81
Tablo 7.1. Bulanık çıkış için kural tabanının oluşturulması.....	99
Tablo 7.2. IGBT evirici anahtarlarının Tz dönemindeki toplam iletim süreleri.....	107
Tablo 7.3. ADC kanal seçim kayıtçı değerleri.....	118

SİMGELER DİZİNİ

a	Stator-rotor sargıları arası dönüşüm oranı
B	Sürtünme katsayısı
D	Darbe genişliği
DU	Bulanık Mantık Denetleyicinin durulaştırılmış çıkışı
de	Hız hatasındaki değişimin bağıl değeri
E_1	Eşdeğer devrede rotor sargılarında indüklenen gerilim
$E(s)$	Laplace domeninde denetleyici hata fonksiyonu
e	Hızdaki bağıl hata
F	Faz dönüşüm matrisi
f_{abcs}, f_{abcr}	Stator, rotor sargılarına ait mmk vektörleri
f_{qds}, f_{qdr}	Stator,rotor dq eşdeğer mmk vektörleri
$G(s)$	Laplace domeninde denetleyici transfer fonksiyonu
I_{a1}	Besleme hattı akımı etkin değeri
I_{as}	Stator faz kaımı etkin değeri
I_{ai}	Evirici faz akımı etkin değeri
I_{dc}	DA hat akımı
I_{rr}	Rotor faz akımı etkin değeri
I_{rr1}	Rotor faz akımı temel bileşeni
I_{rh}	Rotor akımı h. harmonik bileşeni
I_m	Mıknatıslanma akımı
I_{ts}	Evirici kipinde doğrultucu akımı
i_{abcs}, i_{abcr}	Üç fazlı abc sisteminde stator, rotor faz akımları
i_{qds}, i_{qdr}	Stator, rotor faz akımlarının dq eksen sistemi eşdeğeri
i'_{abcr}	Statora indirgenmiş rotor akımları
J	Eylemsizlik momenti
k_1, k_2	stator,rotor sargı faktörleri
K_s, K_r	Stator, rotor denklemlerini indirgeme matrisi
K_{qd}	Dönüşüm matris katsayısı
L_s	Stator sargılarına ait endüktans matrisi

L_r	Rotor sargılarına ait endüktans matrisi
L_{sr}	Stator-rotor ortak endüktans matrisi
n	Devir sayısı (d/dk)
n_t	Transformatör dönüştürme oranı
N_s, N_r	Stator, rotor faz sarım sayısı
N_1, N_2	Transformatör sarım sayıları
p	Kutup sayısı
P_a	Hava aralığına aktarılan güç
P_{in}	Stator giriş gücü
P_{cs}	Stator bakır kayıp gücü
P_m	Mekanik güç
P_{mil}	Mile aktarılan güç
P_{cr}	Rotor bakır kayıp gücü
P_r	Rotordan alınan veya rotora aktarılan güç
P_{sp}	Kaynağa geri verilen güç
R_s, R_r	Stator, rotor faz sargı dirençleri
R_f, R_{ff}	DA hattı süzgeç sargısı direnci ve rotor tarafına indirgenmiş değeri
$R(s)$	Laplace domeninde denetleyici giriş fonksiyonu
s	Kayma
sP_g	Kayma gücü
T_e	Makinede üretilen moment
T	Eksen sistemleri arasında dönüşüm sağlayan matris
TF	Rasgele eksen sistemine dönüşüm sağlayan matris
T_L	Yük momentini
$T1, T2, T0, Tz$	SVPWM Gerilim Vektörü uygulama süreleri
V_{abcs}, V_{abcr}	Üç fazlı abc sisteminde stator, rotor faz gerilimleri
V_{qds}, V_{qdr}	Stator, rotor faz gerilimlerinin eşdeğer iki fazlı eksen sistemi eşdeğeri
V'_{abcr}	Statora indirgenmiş rotor gerilimleri
V_{as}, V_{ar}	Stator, rotor faz-nötr gerilimi etkin değeri
V_{rt}	Rotor faz-faz arası gerilimi etkin değeri
V_d	Doğrultucu çıkış gerilimi tepe değeri
V_i	Evirici faz çıkış gerilimi
V_r	Bileziklerden uygulanan gerilim

V_r'	Bileziklerden uygulanan gerilimin statora indirgenmiş hali
V_{ref}	SVPWM gerilim vektörü genliği
V_{ll}	Bilezik hattı faz-faz arası gerilim etkin değeri
V_t	Transformatör çıkış gerilimi etkin değeri
$Y(s)$	Laplace domeninde denetleyici çıkış fonksiyonu
X_M	Stator-rotor ortak endüktansı
x_{ls}, x_{lr}'	Stator, rotor kaçak reaktansları
α, β	ω hızıyla hareket eden eksen sistemi
θ_{sl}	Kayma açısal konumu
θ	α ile q_s eksenleri arasındaki açı
θ_r	q_s ile q_r eksenleri arasındaki açı
δ	q_r ile α eksenleri arasındaki açı
q_r, d_r	Rotor hızıyla hareket eden eşdeğer iki fazlı eksen sistemi
q_s, d_s	Statorun referans seçildiği eşdeğer iki fazlı eksen sistemi
$\lambda_{abcs}, \lambda_{abcr}'$	Stator, rotor sargılarına ait akılar
λ'_{abcr}	Statora indirgenmiş rotor akıları
λ_m	Hava aralığı akısı
λ_{mh}	Hava aralığı akısı h. harmonik bileşeni
$\varphi_{qds}, \varphi'_{qdr}$	İndirgenmiş stator, rotor akıları
ϕ	Güç açısı
ϕ_r	Bileziklerden uygulanan gerilimin faz açısı
$\omega, \omega_r, \omega_s$	Rasgele eksen sisteminin, rotorun, döner alanın açısal hızı
$\omega_{mo}, \omega_{ms}, \omega_{mc}$	Boşta, senkron hızda, bilezikler kısa devre edilmiş halde açısal hız
w_{sl}	Kayma açısal frekansı
μ	Bulanık kümelerde üyelik derecesi
μ_e	Hızdaki hatanın bulanık kümelerdeki üyelik derecesi
μ_{de}	Hatadaki değişimin bulanık kümelerdeki üyelik derecesi

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Günümüz endüstrisinde asenkron motorlar oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunun en önemli sebebi, daha az bakım gerektirmesi, daha ucuz olması ve her çalışma hızında moment üretebilmesidir. Bilinen alternatif akım makineleri içinde kullanım oranı en fazla olan bu makinelerin, bir zamanlar, hız denetiminin geniş bir aralıkta yapılamaması asenkron motorlar için istenilmeyen bir durum olmasına rağmen yarı iletken anahtarlı çeviricilerin ve buna yönelik hızlı işlemcilerin gelişimi, bu durumu tersine çevirmiştir. Bu gelişme, daha iyi denetim modellerinin çalışılması ve başarımıyla desteklenmiştir.

Doğru akım makinelerinde daha geniş bir aralıkta ve daha kolay hız ya da moment denetimi yapılabilmesine rağmen, var olan enerjinin doğru akıma çevrilmesi, fırça-kollektör takımının neden olduğu arızalar ve güç arttıkça artan bakım ve işletme maliyeti alternatif akım makinelerinin gerekliliğini ortaya koymuştur. Nikola TESLA (1856–1943), henüz Amerikan vatandaşı değilken yaptığı çalışmalarla 1888 yılında ilk alternatif akım(AA) makinesi patentini almış ve patente dayalı ilk geliştirilmiş AA makine ise Westinghouse şirketi tarafından üretilmiştir.

Ancak hız denetiminde önemli ölçüde kısıtlamalar getiren asenkron motorlar için öncelikle stator sargıları üzerinde farklı kutup sayılarına sahip bağlantılar oluşturularak, asenkron motorun farklı hızlarda çalışması sağlanmıştır. Bu yöntemde hız, belli değerlere kademelendirilmiş olup hız kademesi arttıkça maliyet ve boyutlar artmıştır. Ayrıca endüstri pazar isteğine ve farklı yük uygulamalarına göre doğrusal bir hız denetimi gerçekleştirilememiştir. Gelişen yarı iletken teknolojisiyle birlikte frekans çeviriciler asenkron motor hız denetiminde önemli bir boşluğu doldurmuştur. Yine de sürülen yükün durumuna göre, besleme frekansının değiştirilmesine dayalı hız denetim yöntemlerinde özellikle düşük frekanslarda artan akımlar ve oluşan moment harmonikleri, güç elektroniği devresinin kısıtlamaları, makine demir malzemesindeki doyum sınırları ve maliyet/güç oranındaki artış yeni denetim yöntemleri ve araçlarına arayışı sürdürmüştür.

Hız ve moment denetimi için geliştirilen stator ve rotor akısı temelli vektör tabanlı yöntemler; güç elektroniği devrelerinin sürülmesinde, mikroişlemciler ve sayısal işaret işlemcilerin hızla uygulamaya girmesini sağlamıştır. Böylece yapılan en karmaşık

denetimler bile artık işlemci hızına bağlı olarak gerçek zamanlı yapılabilmektedir. PID denetim sistem karalılıklarının denetiminde öncü sayılırken mikroişlemci hızlarının artışı ve teknolojilerinin gelişimi, son yıllarda elektrik makinelerinin denetiminde bulanık mantık, yapay sinir ağı, genetik algoritma ve bulanık mantık ayarlı PID denetim yöntemlerini de ilgi alanına ve uygulamaya sokmuştur. Ancak bütün bu yöntemlerde denetim sınırlarını; denetim yöntemi, güç devresinin kısıtlamaları ve mikroişlemci yeteneklerinin yanında, önemli ölçüde denetlenen sistem belirlemektedir. Bu sınırları biraz daha genişletmek, denetim sisteminin uygulanabilirliği artırmak ve denetim maliyetini azaltmak için denetim yöntemleri genellikle stator sargıları üzerinde olmuştur. Birçok uygulamada stator tarafından denetim, rotor tarafına göre denetim kolaylığını ve sistem karalılığını da beraberinde getirmiştir.

Üç fazlı asenkron motorlar rotor yapılarına göre sincap kafesli (kısa devre rotorlu) ve rotoru sargılı (bilezikli) olarak yapılırlar. Besleme frekansı ve kutup sayısına bağlı olarak elde edilen stator döner alanıyla (senkron hız), rotor hızı arasındaki bağıl fark kayma olarak bilinmektedir. Kayma sıfır olmadığı sürece asenkron makineler elektro-mekanik enerji dönüşümü yapabilmektedirler. Ancak kararlı çalışma bölgesi her denetim durumunda devrilme kayması ile sınırlıdır. Sincap kafesli asenkron motorlar için stator sargıları üzerinden yapılan bütün denetim çalışmaları bilezikli asenkron motorlar içinde uygundur. Denetim açısından sincap kafesli asenkron motorlara göre hiçbir eksiği bulunmayan bilezikli asenkron motorlar, rotor sargıları üzerinden de denetime açık olmaları nedeniyle üstünlükleri vardır. En önemli sakıncaları bilezik ve fırçaların getirdiği ek maliyet ve bakım gerekliliğidir. Ancak akım anahtarlama kolektörlü makinelerdeki gibi olmadığından, yine de endüstride **özellikle büyük güçlerde** kullanımı oldukça yaygındır. Bunun da en önemli nedenleri, stator tarafı denetimlerine ek olarak rotor sargıları (bilezikler) üzerinden;

- Yol verme (başlatma) akımlarının denetlenebilmesi,
- Başlatma momentlerinin artırılabilmesi,
- Frenleme sistemlerinin elverişliliği,
- Rotor parametrelerine kolay erişim ve daha doğru sonuçlar elde edilmesi,
- Senkron altı ve senkron üstü hız denetimine açık olması,
- Rüzgâr santrali uygulamalarında farklı rüzgâr hızı sürüşlerine göre generatör aktif çıkış gücünün rotor sargılarından denetlenebilmesi ve değişken hızlarda sabit frekanslı güç üretimine uygun olması,

- Motor uygulamalarında, sürülen yükün değer ve yön değişimlerine göre geniş bir aralıkta hız denetiminin yapılabilmesi ve kayma gücünün besleme kaynağına ya da sisteme geri kazandırılabilmesi,
- Rotor sargıları üzerinden gerilim uygulayarak hız denetimi ve tepkin güç denetimine açık olması,
- Rotor akımlarının doğrudan örneklenebilmesi gibi birçok üstünlük sayılabilir.

1.2. Konuyla İlgili Yapılmış Çalışmalar

Asenkron motorların rotor sargıları tarafından yapılan ilk denetim çalışmaları, rotor sargılarına bağlanan kademeli dirençler üzerinden olmuştur. Bu yöntemde yol verme akımı ve momentinin kolayca denetlenebilmesine karşılık hız denetimi senkron altı bölgede ve devrilme hızının üstünde kalmıştır. Aynı zamanda rotor kayıplarını da artırdığından sistem verimini önemli ölçüde düşürmüştür [1–11,47,55]. Bunun yerine bileziklerden üzerinden rotorun kayma gücü kaskad bağlantılar yardımıyla başka bir motora uygulanıp elde edilen mekanik güç tekrar denetimi yapılan asenkron motorun miline uygulanmıştır. Bu yöntemde de rotor sargılarından elde edilen kayma frekansındaki gerilim doğrultulup tercih edilen serbest uyarımlı bir doğru akım makinesine uygulanmıştır. Senkron hıza yakın bölgede rotor sargılarında indüklenen gerilimler ve frekansı azalmakta olup bileziklerden kaskad bağlı olan motora aktarılan güç de azalmaktadır. Ancak asenkron motorun hızı azaldıkça kayma arttığından rotor gerilimleri ve kaskad bağlı motora aktarılan güç de artmaktadır. Bu güç asenkron motorun miline aynı yönlü uygulanmak üzere asenkron motorun mil gücünü desteklemektedir. Bu güç yapılacak denetimin türüne göre, doğru akım makinesinde denetlenebilmektedir [1-11]. Bu uygulamanın ortaya koyduğu başka bir gerçek de, bilezikli asenkron motorun senkron altı mekanik bir frekans çeviricisi olduğudur. Dolayısıyla asenkron motorun bileziklerine kaskad olarak alternatif akım makinelerinin bağlanabilmesi değişken frekanslı motor sürücülerine bilezikli asenkron motor üzerinden denetimli ve oldukça sınırlı mekanik bir alternatif oluşturmuştur [1]. Bileziklere başka bir motorun aynı mil üzerinde bağlanma uygulamaları **Dinamik Kramer** ve **Dinamik Scherbuis Sistemleri** olarak bilinir. Bu tür denetim yöntemlerinde elde edilen ortak hız kaskad bağlı motorların kutup sayılarına bağlıdır. Faz bağlantısına göre, elde edilen hız, kaskad bağlı motorların kutup sayılarının toplamı ya da farkı ile ters orantılıdır[2].

Bilezikli asenkron motorun bilezikleri güç elektroniği çeviricileri bağlanarak rotor enerjisine müdahale eden yöntemler ise statik yöntemler olarak bilinir. Kayma gücünün geri kazandırılmasında Statik Kramer Sistemi; rotor sargılarında indüklenen gerilimler denetimsiz üç fazlı bir doğrultucu ile doğrultulup akım ara beslemeli denetimli bir doğrultucu ve uyum transformatörü üzerinden besleme kaynağına vermektedir. Burada kullanılan denetimli doğrultucu tetikleme açısı denetimiyle evirici kipinde çalıştırılmakta olup, besleme gerilimlerine bağlı olduğundan yarı iletken anahtarlardaki akım aktarımı kendiliğinden gerçekleşmektedir.

Statik Kramer sistemine ilişkin ilk sürekli durum incelemesi 1960'lı yıllarda yayınlanmıştır [12-14]. Sistem modellenip incelenirken kullanılan model genellikle sürekli durum güç bağıntıları incelemesine dayanıyordu. 1970'li yıllarda yayınlanan üç makalede [15-17] ilk defa referans eksen sistemine göre dinamik inceleme yapılmış olmasına rağmen Krause'a göre [18] bu makalelerde gözden kaçan yanlışlar vardır, yaklaşım yanlıştır ve sonuçlar şüphelidir. 1988'de Krause [18] , senkron hızda dönen referans eksen sistemine göre asenkron motorun bileziklerine bağlı doğrultucu ve besleme kaynağı tarafına bağlı evirici modeli durum denklemlerini sisteme dahil etmiştir. Öngördüğü modelin sayısal çözümünü yaparak, hız-moment eğrileri üzerinde önceki yaklaşımlarla bir değerlendirme yapmıştır. Bu çalışma **IEEE Rotating Machinery Committee** tarafından uygun görülmüş olup sonraki yıllarda bir çok çalışmada referans olarak alınmış ve sistemin bilgisayar benzetim sonuçları deneysel çalışmalarla desteklenmiştir [19-21]. Besleme sistemi tarafına bağlı evirici kipinde çalıştırılan tristörlü çeviricinin anahtarlama periyotlarına göre her durum sistemin geçici durum davranışına dahil edilmiştir. Akpınar ve Pillay [20-22] tarafından yapılan bu dizi çalışmalarda kayma gücü denetimli sürücülerin anahtarlama konumları ayrıık olarak incelenmiştir. Her durumdaki doğrultucu ve evirici gerilimleri dinamik modele dahil edilmiştir. Devam eden çalışmalarında ise kayma gücü denetimli motor sürücülerinin bilinen statik Kramer sisteminde başarımlı incelemesi yapılmıştır. Benzetim ve deneysel sonuçlar oldukça uyumludur. Kayma gücü denetim sistemlerinde genellikle sistem sürekli halde ve yük altında incelenmiş olup üretilen moment ve hızdaki sürekli durum göz önüne alınmıştır. Akpınar ve Pillay'ın iki kısım olarak yayınladıkları çalışmada [22], bileziklerin kısa devre durumundan kurtulup çeviricilere bağlandığı andaki geçici davranışını izlemek üzere, rotor tarafı doğrultucusu ile besleme kaynağı tarafı eviricisi arasına uygun bir ara yüz devre konulmuştur. Sistemin ek dirençler üzerinden yol alması, eviriciye bağlanması ve dirençsiz kısa devre doğrultucu durumları, bu ara yüz

devrenin denetiminde karma model ile incelenmiştir. Karma modelde, stator tarafı büyüklükleri dq eksen sisteminde olup, rotor tarafı büyüklükleri doğrudan yazılmıştır. Bu modelle oluşturulan durum denklemleri incelemesi ve deney sonuçları birbirini desteklemiştir. [23] numaralı çalışmada da kayma gücü denetimli motor sürücüler için kapalı çevrim hız-moment denetim modeli ve başarımlı incelemesinde sistemin sürekli durum çalışma noktası civarında doğrusallaştırılmış yöntemler kullanılmış ve bilgisayar benzetim sonuçları verilmiştir.

Senkron altı bölgede kayma gücü denetimi için ilk bulanık mantık yaklaşımlarından birisi olan Borges da Silva ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada [24], sabit yük ve sabit hız çalışma noktasında denetim modelinin kararsızlığı besleme kaynağı tarafındaki tristörlü evirici tetikleme açısına bağlı olarak bilgisayar benzetimi ile incelenmiştir. Samaleh ve Kazda [25] çeviricilerin neden olduğu akım ve moment harmoniklerini incelerken DA hat akımını sabit kabul etmiş, buna ek olarak üretilen momentin hesaplanmasındaki hataları ortadan kaldırmak için Baghzouz [26] DA hat akımı dalgalanmalarını dinamik modele dahil etmiştir. Böylece rotor ve besleme kaynağı tarafı çeviricilerinin neden olduğu harmonikler DA hat akımı ve üretilen moment üzerinde gözlenerek, DA hat üzerine konulan süzgeç sargı hesapları daha doğru yapılabilmektedir. Dinamik inceleme karma modeldir. Sonuçlar, beşinci ve yedinci dereceden harmoniklerin sistem davranışında etkin olduğunu ortaya koyan bilgisayar benzetimidir [26].

1993'te Tang ve Xu [27], çift beslemeli (çift uyarımlı) AA motorlar için kayma gücünün geri kazanımına ilişkin rotor akımlarının açık çevrim denetimi ve rotor sargıları üzerinden stator alanı yönlendirme çalışmasını yapmışlardır. Birisi üç fazlı bilezikli asenkron motor ve diğeri çift uyarımlı relüktans motor olmak üzere iki farklı motor üzerinde çalışmalarını yapmışlar ve kayma gücünün geri kazanımında bilezikli asenkron motorun daha verimli olduğunu değerlendirmişlerdir. Ancak model denklemlerinin sayısal çözümünde öz değer incelemesi yaparken, rotor sargıları üzerinden stator alan yönlendirme işleminin, yeterli hesap hızına ulaşamadıkları için kararsız sonuçlara neden olduğunu vurgulamışlardır.

Pillay ve Refoufi 1992 yılında kayma gücü denetimli motor sürücüler için yeni bir devre tasarlamışlar ve buna **“kıyıcı denetimli kayma gücü geri kazanımı sürücüsü”** adını vermişlerdir. 1994 yılında bu tasarımın başarımlı incelemesini yayınlamışlardır [28]. Önerilen bu modelde çeviriciler arasındaki DA kıyıcı ve besleme kaynağı tarafındaki evirici tristörleri için tetikleme işaretleri, iki adet bağımsız M6801 mikrodenetleyicisi ile

üretilecek, stator gücü sabit tutulmaya çalışılırken sistemin güç katsayısı iyileştirilmiştir. Dinamik model yerine sürekli durum transformator tipi eşdeğer devre modeli kullanılarak evirici anahtarlama durumlarına göre, kaynağa geri verilen akımdaki harmonikler incelenmiş olup beşinci ve yedinci dereceden harmonik katsayılarının diğer harmonik bileşen katsayılarına göre daha etkin olduğu vurgulanmıştır. Aynı kaynaktan beslenen diğer kullanıcı yükleri açısından bunun önemine dikkat çekilmiştir. Ancak çeviriciler arasına zorunlu akım aktarımlı, tıkamada söndürme devreli doğru gerilim kıyıcı kullanmaları, doğrultucu çıkış gerilimi harmoniklerinin eviriciye aktarılmasını engellemiştir.

Bilezikli asenkron motorlar için kayma gücü denetimli sürücü MATLAB/Simulink modellemesi, dq referans eksen sistemine göre Marques [29] tarafından yapılmış olup, ani yük değişimlerinde sistem davranışı hız, moment, DA hat akımı ve rotor akımları üzerinde dinamik olarak incelenmiştir. Deneysel sonuçlar benzetim sonuçlarını desteklemiştir. Gözlenen büyüklüklerin referans değerlerde tutulması için her hangi bir denetim modeli kullanılmamıştır.

Rotor devresinde de bir denetimli doğrultucu kullanılarak, bilezikli asenkron makinenin senkron altı ve senkron üstü bölgede hız denetiminin yapılabilmesi generatör uygulamalarında ilgi alınmış ve hem motor hem de generatör uygulaması için bir çok çalışma yapılmıştır. Yapılan ilk çalışmalar tristörlü çeviricilerden ve buna uygun tetikleme düzeneklerinden olup, sistem kararlık noktası açık çevrim denetimlere bırakılmıştır. Yamamoto [30] bilezikli asenkron generatör uygulaması modelini etkin ve tepkin güç denetimi açısından incelemiş, değişken hızlı sürme gücüne göre sabit frekanslı çıkış gücü için rotor sargılarından yapılan denetimin önemine dikkat çekmiştir. Ülkemizde de kayma gücü denetimi temelli bilezikli bir asenkron generatör modellemesi ve uygulama çalışması sayısal tetikleme düzenekleriyle 1994'te Çadircı [31] tarafından yapılmış olup oldukça kapsamlıdır.

Gelişen teknolojiyle birlikte yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilen, çok daha uygun sürücülerle denetlenebilen IGBT'li çeviriciler ve daha gelişmiş denetim yöntemleri mikroişlemci ve sayısal işaret işlemci (DSP) tabanlı yapılmaya başlanmıştır. Tang ve Xu [32-34] değişken hızlarda güç üreten sistemler için bulanık mantık ve vektör denetimli sürücüleri çift uyarımlı relüktans motorlarda sayısal işaret işlemcilerle başarılı biçimde uygulamışlardır. Daha önce yaptıkları çalışmada [27] vektör tabanlı denetim için sayısal çözümde karasızlığa neden olan **“yeterli hesaplama hızı”** sorununu sayısal işaret

işlemcilerle çözmüşlerdir. Tang ve Xu'nun bu çalışmaları değişken hızlı sürücüler için sayısal işaret işlemcilerin kullanımı ve bulanık mantık denetiminin ilkelerini tartışırken, uyguladıkları denetim modeli sistemde ani yük ve referans hız değişimlerinde meydana gelen pozitif ve negatif yönlü moment darbelerinin yok edilmesine yönelik değildir.

Rotor sargılarında iki yönlü enerji akışını esas alan çeviricilerin kullanımı ve rotor hızı algılayıcısı olmadan moment açısının kestirimi öngörülen çalışmada Xu ve Cheng [35] tepkin güç denetimini rotor sargıları üzerinden Motorola DSP56000 sayısal işaret işlemcisiyle yapmışlardır. Ancak ani yük ya da referans hız değişikliğinde pozitif ve negatif yönlü moment darbeleri ortaya çıkmış ve kestirilen moment açısında da geçici kararsızlıklar özellikle düşük rotor frekanslarında meydana gelmiştir. Bu durumun bulanık mantık tabanlı bir denetim ile çözülebileceğini önermişlerdir.

Bilezikli asenkron motorlar için kayma gücü denetim sistemlerini, rotor sargılarına gerilim uygulamak açısından değerlendiren ilk çalışmalarda da sistemdeki **sürekli durum güç akışı** incelenmiştir [2-4]. Ancak sistemin dinamik incelemesinde, rotor sargılarına doğrudan gerilim uygulanarak yapılan hız denetiminde üretilen momentte ileri ve ters yönlü moment darbelerinin olduğu gözlenmiştir [36-37]. Rotor sargılarına uygulanan gerilimin fazı ve frekansı, rotor sargılarında indüklenen gerilimin faz ve frekansını izlemek üzere, tepkin güç değiştirilmeden hız denetimi yapılmasına ilişkin model denklemleri, eşdeğer devre oluşturularak PSPICE ile [36] ve sayısal çözümleme yöntemleri ile [37] incelenmesinde, rotor sargılarına gerilim uygulanması anında, üretilen momentte, ters yönlü, tehlikeli moment darbeleri görülmüştür. Rotor sargılarına uygulanan gerilimin faz açısı değiştirilerek sistemin tepkin güç denetiminin de yapılabilceğini gösteren bu çalışmalar, bilgisayar benzetimi olduğundan, sayısal çözümlemenin getirdiği geçici durum kararsızlıklarından dolayı moment darbeleri geçici olarak tehlikeli boyutlarda olabilmektedir. Daha önce yapmış olduğumuz bir çalışmada [38], bulanık mantık tabanlı bir denetleyici ile rotor sargılarına uygulanan gerilimin faz, frekans ve uygulanan gerilim genliğinin denetlenebilirliği bilgisayar benzetimi ile gösterilmiş, özellikle ani yük değişimlerine karşı bulanık mantık denetleyici, makine parametrelerinden bağımsız olarak sistemi istenilen hız değerinde tutmuştur. Referans hız değişikliğinde de uygulanması gereken gerilim genliğinin denetimi, yük momentinden ve makine parametrelerinden bağımsız olarak sadece hız geri beslemesi ile bulanık mantık tabanlı denetleyici ile yapılmıştır.

Denetleyicilerin çoğu makine parametrelerine fazlasıyla duyarlıdır. Bulanık mantık denetleyicilerin, sabit katsayılı olmayan çok esnek ve kararlı bir denetleyici oldukları göz önüne alınırsa, uygulamada da, kayma gücü denetiminde ya da rotor sargılarına gerilim uygulayarak yapılacak hız denetiminde de bulanık mantık tabanlı denetleyicilerin kullanılması önemlidir.

Rotor sargılarına gerilim uygulanması ya da kayma gücünün denetiminde makine hızı senkron üstü bölgede de denetlenebildiğinden, bu tür modeller çift çıkışlı asenkron generatör uygulamaları için de örnek olmuştur. Değişken hızlı sürücülerde, rüzgâr santrallerinde, önemli bir uygulama alanı bulan çift çıkışlı asenkron generatörlerin (bilezikli asenkron makineler) dinamik incelemeleri ve çıkış gerilimi/frekansı denetiminde stator ve rotor akılarının gözlemlenmesine dayalı çalışmalar [39] ve rotor tarafı çeviricilerin değişik tasarımları hızla gelişmektedir [40]. Bu tasarımlar özellikle çeviriciler arasına kullanılacak yükseltici/azaltıcı doğru gerilim çeviricileri konusunda yoğunlaşmıştır. Çeviricilerin iki yönlü güç akışına izin verecek biçimde tasarlanması [41], senkron altı ve senkron üstü bölgede hız denetimine yönelik gelişmiş yöntemlerin uygulanabilirliğini artırmıştır.

Elektrik makinelerinin stator tarafından dolaylı ya da doğrudan vektör tabanlı denetiminin hızlı işlemcilerle gerçek zamanlı yapılabilmesi, bilezikli asenkron makineler için de kayma gücünü denetlemek ya da rotor sargılarına gerilim uygulamak gibi, rotor sargıları üzerinden, akıların denetimine ilişkin vektör tabanlı denetim yöntemlerinin de başarılı biçimde uygulamaya konulmasıyla devam etmektedir [42]. Ancak rotor sargılarından yapılan bu denetimlerde senkron üstü hızlarda çalışmayı da sağlayacak çevirici modelleri iki yönlü enerji akışını desteklemesini gerektirdiğinden yeni devre tasarımları da önem kazanmıştır. Wang ve Lin tarafından yapılan çalışma [43] diğerlerinden, güç elektroniği sürücü devresi açısından, farklılık gösterir. Yaptıkları çalışmada denetimli bir doğrultucu, evirici ve doğru gerilim kıyıcı devresi modeli birleştirilerek çok işlevli bir çevirici tasarlayarak; bilezikli asenkron motorun yol alması, hız denetimi ve senkron hızda bir senkron motor gibi çalışmasını Intel 8XC196MC tek yonga işlemcisi ile sağlamışlardır. Aynı güç elektroniği düzeneği ile motora yol verme işleminin de uygulanabilir olması bir artı değer olmakla birlikte köprü doğrultucu, evirici ve kıyıcı devre durum geçişleri denetim işlemini ve maliyeti artırmıştır. Ayrıca kayma gücünün geri kazandırılması yerine dirençler üzerinde harcanması, verimi azaltmıştır.

ABB araştırmacılarından Datta [44–45] 2001’de konum algılayıcısı kullanmadan rotor sargıları üzerinden asenkron generatörün doğrudan PID tabanlı güç denetimini TMS320F240 sayısal işaret işlemcisi ile çalışmış ve başarılı sonuçlar elde etmiştir. Stator ve rotor akımlarını algılayarak, etkin ve tepkin güç bağıntılarını oluşturmuş, istenilen güç faktöründe etkin ve tepkin güç için rotor sargılarına uygulanacak gerilimi, güç histerezis bantlı, uzay vektör modülasyonlu eviricilerle denetlemiştir. Referans akı ve akımlar yerine sisteme dışardan girilen etkin ve tepkin güç değerlerine göre denetimi gerçekleştirmiştir. Uzay vektör modülasyonunda sıfır gerilim vektörlerinin, etkin ve tepkin güç üzerindeki etkisini hava aralığı akısı ve moment açısı üzerinden değerlendirmiştir. Senkron altı motor ve senkron üstü generatör modeli için bilgisayar benzetimi ve uygulama sonuçları birbirini destekleyen önemli bir çalışmadır. Ayrıca güç histerezis bantlı uzay vektör modülasyonu için etkin ve tepkin gücü istenen güç faktörü için denetleyen gerilim anahtarlama vektör tablosunu senkron altı ve senkron üstü çalışma için oluşturmuştur. Profesör Ranganathan’ın yönettiği ve ABB şirketininin desteklediği bu çalışma değişken sabit frekanslı güç üretimi için rotoru sargılı-bilezikli asenkron makinelerin önemini ortaya koymuştur.

Bir başka farklı çalışmada Metwally [46] bilezikli asenkron motoru, bir oto transformatör ile rotor sargıları üzerinden besleyip, stator sargılarını bir frekans çevirici üzerinden besleme kaynağına bağlamıştır. Hızın algılanmadan hesaplandığı bu araştırmada herhangi bir hız ve yük momenti değerinde birim güç faktörü için, en düşük motor kayıplarını esas alan en düşük stator gerilimi çözümü aranmıştır. Stator geriliminin bu en düşük değerinin altında birim güç faktöründen sapmalar, alan yönlendirmeli ve alan yönlendirmesiz denetim modelleri ile incelenmiştir. Sabit stator beslemesinde Üretilen momentin uygulanan rotor gerilimiyle doğrusala yakın değişiminin tespiti bu çalışmanın önemli sonuçlarındandır.

Kim ve Park [47] , TMS320C31 sayısal işaret işlemcisi kullanarak, sincap kafesli ve bilezikli asenkron motorları darbe genişlik modülasyonlu eviricilerle harmonik esaslı inceleyerek, daha düşük güçlü eviricilerle bilezikli asenkron motorların rotor tarafından daha etkin denetlenebildiğini göstermişlerdir.

Hindistan Teknoloji Enstitüsü Güç Elektronikleri Araştırma ve Geliştirme Merkezi araştırmacılarından Poddar [48-49] 2004’te alan yönlendirme ile moment denetimini stator ve rotor sargıları üzerinden aynı anda, besleme kaynağından doğrudan gerilim beslemeli iki adet IGBT evirici ve hızlı bir sayısal işaret işlemci ile stator ve rotor

akımlarını örnekleyerek gerçekleştirmiştir. İkinci çalışmasıyla da doğrudan moment denetimini de aynı motor ve sürücülerle gerçekleştirmiştir. Stator dan rotora ve rotordan statora güç akışının da denetlendiği bu çalışmalar da sonuçlar başarılı olmasına rağmen maliyet yüksek ve denetim sistemi karmaşıktır. Büyük güçlerde sürücü düzenek maliyetleri verim açısından göze alındığında en iyi çözüm aranmalıdır.

Rotor sargıları üzerinden de beslenen asenkron motorlarda, üretilen moment ve rotor akımlarındaki darbelerin ortaya konulması açısından en önemli çalışmalardan biri de Pereseda, Tilli ve Tonielli'nin [50] çalışmasıdır. Rotor akımları, rotor konumu, stator akımları ve gerilimlerinin ölçüldüğü, stator ve rotor parametrelerinin göz ardı edilmeden model denklemlerine dahil edildiği bu çalışmada; referans hız ve moment değişimlerinde, sistemi istenilen değerde tutmak için rotor sargıları üzerinden uygulanan gerilim vektörlerinin üretilen moment üzerinde önemli darbe etkileri vardır. Motor çalışma durumunda hız denetiminin, generatör çalışmada etkin ve tepkin güç denetiminin yapıldığı bu çalışmada stator ve rotor parametrelerinin zamanla değişimi model denklemlerine dahil edilmemiştir.

Son yıllarda bilezikli asenkron motorlar üzerine yapılan çalışmalar, rüzgar santrallerin de denetlenemeyen rüzgar hızına karşı hiçbir mekanik hız düzenleyicisi kullanmayan, sabit frekanslı güç üretimine yönelik bu makinelerin generatör olarak etkin ve tepkin güç denetimi konusuna kaymıştır. Rotor milinden sürülen ve rotor sargılarından beslenen asenkron makineler senkron hızın üstüne çıkarıldıklarında elektrik enerjisi üretimi için gerekli tepkin akımı, rotor sargılarını besleyen çeviriciler aracılığıyla besleme kaynağından alırlar. Asenkron generatörler tek başına çalışırken gereken tepkin akımı, paralel bağlı oldukları kondansatörler üzerinden sağlarlar. Ancak kendinden uyarımlı bu modelde frekans ve gerilim denetimi esnek değildir [51]. Bununla birlikte düzensiz mekanik güç kaynaklarından elektrik enerjisi üretiminde bilezikli asenkron makineler, rotor sargıları üzerinden geniş bir aralıkta stator frekansı ve gerilimi denetlenebilmektedir.

Ülkemizde de Sürgevil ve Akpınar [52] tarafından rüzgâr enerjisiyle sürülen bilezikli asenkron generatörün 5kW'lık bir modeli Dokuz Eylül Üniversitesi yerleşkesinde gerçekleştirilmiştir. Geniş bir aralıkta hız denetimine elverişli olması ve farklı hızlarda sabit frekanslı güç üretimine izin vermesi nedeniyle tercih edilen bu modelin bilgisayar benzetimi çalışmaları da MATLAB Simulink ortamında elde edilmiştir. Güç elektroniği çevirici düzeneklerinde histerezis akım denetimli darbe genişlik modülasyonlu IGBT evirici ve doğrultucular kullanılmıştır. Sistemin gerçek zamanlı başarımı TMS320F240

sayısal işaret işlemcisi ile stator sargıları üzerinden gerilim/frekans denetimi için PI denetleyicisi esas alınarak gerçekleştirilmiştir.

1.3. Tezin Amacı ve Çözüm Yaklaşımı

Bu çalışmada da bilezikli asenkron motorun hızını **geniş bir aralıkta** senkron altı ve senkron üstü çalışma bölgelerinde; üretilen momentte darbelere neden olmadan, en az akım ve gerilim büyüklüğü ölçerek, makine ve yük parametrelerinden mümkün olduğu kadar bağımsız, daha esnek ve insan gibi düşünmeye yakın bir denetim modeli olan bulanık mantık tabanlı bir denetimle stator besleme tarafına dokunmadan, rotor sargıları üzerinden kayma frekansı ve gerilimini izleyerek 150MHz'lik TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi ile gerçekleştirmek ve **makinenin yüklenme veya frenleme durumlarında rotor enerjisinden daha fazla faydalanmak** amaçlanmıştır.

Bu amaçla sistem maliyetini de azaltmak ve çalışma noktasına uygun modellenmek üzere rotor sargılarına bağlanan gerilim beslemeli IGBT evirici ve denetimsiz bir doğrultucu ayarlı bir transformatörle besleme kaynağına bağlanmıştır. Senkron altı hız denetimlerinde evirici ve denetimsiz doğrultucu yer değiştirilerek kullanılmıştır. Ayrıca denetim sisteminin küçük bir modeli olarak senkron altı ve senkron üstü hız denetimini birlikte yapan iki yönlü enerji akışına izin veren tam denetimli iki anti-paralel çevirici gerçekleştirilmiştir. Her iki sistemde de denetim modeli bulanık mantık ile sağlanmış olup TMS320F2812 sayısal işaret işlemci ile desteklenmiştir. Yapılan çalışmada öncelikle rotor sargılarına kayma frekanslı gerilimler uygulanması durumunda ortaya çıkan tehlikeli akım ve moment durumları uygulamalı olarak belirlenmiş olup bu etkiler, hız geri beslemeli bulanık mantık denetleyici ve rotor akımları üzerinden alan yönlendirme denetimi ile ortadan kaldırılmaya çalışılmıştır. Ek olarak senkron altı ve senkron üstü hızlarda çalışabilecek akım beslemeli faz denetimli çift yönlü anti-paralel çeviricili bir deneysel modül yapılmıştır. Sadece hız geri beslemesiyle sistemi istenilen hız değerinde tutabilecek denetleyici tasarlanmıştır. Sistemin ani ya da rasgele bir yük değişiminde faydalı fren rotor enerjisi, bulanık mantık denetleyici ile besleme kaynağı tarafına faydalı bir şekilde aktarılacak duruma getirilmiş olup, bu enerji gözlem amaçlı üç fazlı bir asenkron motora uygulanmıştır. Evirici, uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) ile anahtarlanmıştır. Rotor uygulanan gerilim etkin değeri, uzay vektörü genliği ile ayarlanmış, frekansı da rotor hızın algılanarak kaymanın hesaplanması yoluyla elde

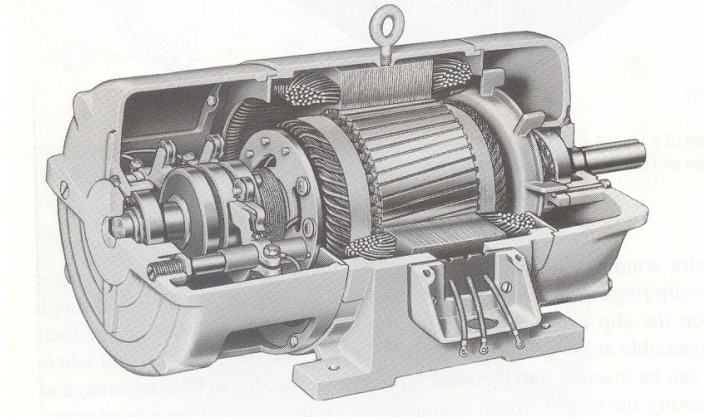
edilmiştir. Öngörülen modellerin gerçek zamanlı başarımı için TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi kullanılmıştır. Bu işlemci; hızlı olması, 16 adet 12 bit analog/sayısal dönüştürücüsü, ölü-zamanlı bağımsız darbe genişlik modülasyonlu işaret üreteçleri ve genel amaçlı çok sayıda giriş-çıkış birimleri nedeniyle seçilmiştir. Aynı zamanda sabit noktalı aritmetik işlemci olan TMS320F2812, IQmath kütüphane desteği ile kayan noktalı aritmetik işlemciler gibi çalışabilmektedir. Dolayısıyla denetim sistemlerinde sıkça kullanılan ve daha az doğruluk ve hassasiyeti olan sinüs tabloları yerine, gerçek anlık sinüs işlemleri ve değerleri kullanılmıştır. Böylece denetimin matematiksel bağıntılarında trigonometrik tam değerlerle daha doğru işlem yapılmıştır.

Denetlenecek sistemin gerçek davranışı ile karşılaştırılmak üzere rasgele eksen sisteminde model denklemleri yazılarak sayısal çözümlemesi C++ programı ile yapılmıştır. Pozitif ve negatif yük momenti altında ani yük ve referans hız değişiklikleri uygulanmış ve bulanık mantık denetleyici başarımı hız ve moment denetimi için incelenmiştir. Senkron altı ve senkron üstü çalışma bölgelerinde hız denetimi, rotor sargılarına en uygun gerilim genliği bulanık mantık denetleyicide oluşturulmuş ve kayma frekansında uygulanmıştır. Tasarlanan modelde, **geniş aralıklı faydalı bir hız denetimi** için daha az harmonikli, daha kolay, makine parametreleri değişiminden daha az etkilenen ve maliyeti daha düşük bir sistem gerçekleştirilmeye çalışılmıştır.

2. KAYMA GÜCÜ DENETİM SİSTEMLERİ

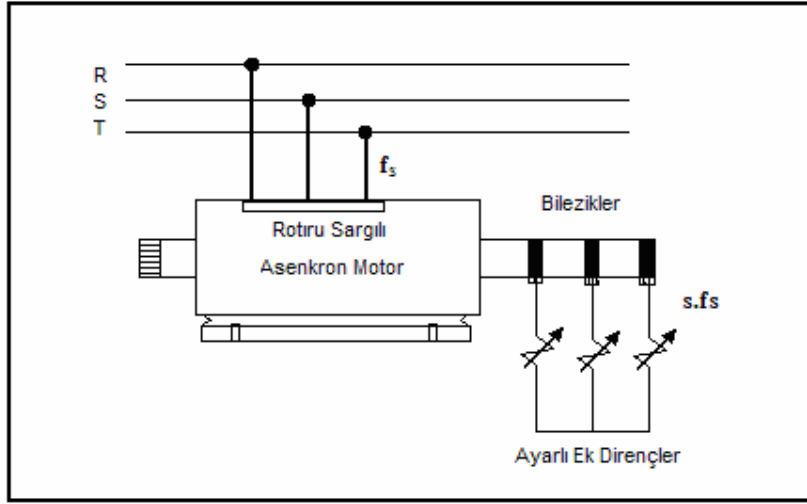
2.1. Rotor Direncinin Değiştirilmesi

Bilezikli üç fazlı bir asenkron motor (RSASM) Şekil 2.1’de görülmektedir. Stator sargılarına ek olarak bilezikleri üzerinden de bir enerji kapısına sahiptir. Rotor büyüklüklerine gerçek değerlerinde ulaşmak mümkün olduğu gibi, rotor sargılarındaki enerji akışının denetimi de bugüne kadar birçok çalışma konusu olmuştur. Şekil 2.2’de gösterildiği gibi en kolay yöntemlerden biri, rotor sargılarına dışarıdan bağlanan ek dirençlerle, yol verme ve hız denetimini yapmaktır.



Şekil 2.1. Üç fazlı bilezikli asenkron motor (MagneTek, Inc.)

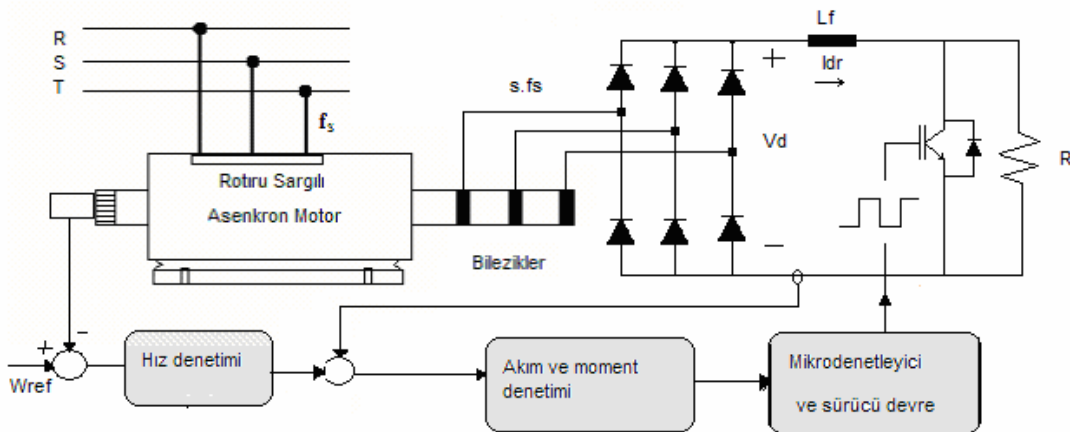
Rotor sargılarına dışarıdan bağlanan ek dirençlerle, yol verme anında başlama momenti artırılırken besleme kaynağından çekilen akım da denetlenebilmektedir. Ancak rotor sargıları bakır kayıpları arttığı için verim düşüktür. Sürekli çalışma durumunda bu dirençler tamamen kaldırılır, bilezikler kısa devre edilir. Uygulamada en çok, yol vermek amacıyla kullanılmaktadır. Rotor sargılarına her faz için bir direnç bağlamak yerine, üç fazlı diyotlu bir doğrultucu devre üzerinden tek bir direnç bağlanabilir. Ayrıca direnç uçlarına bağlanacak kıyıcı kipli bir güç elektroniği düzeneği ile istenen kademelerde hız denetimi ya da yol verme şartları sağlanır Şekil 2.3’de buna ilişkin ilkesel bir model verilmiştir. Rotor devresinin gördüğü etkin direnç, kıyıcının anahtarlama oranı (darbeleme oranı) ile değiştirilir.



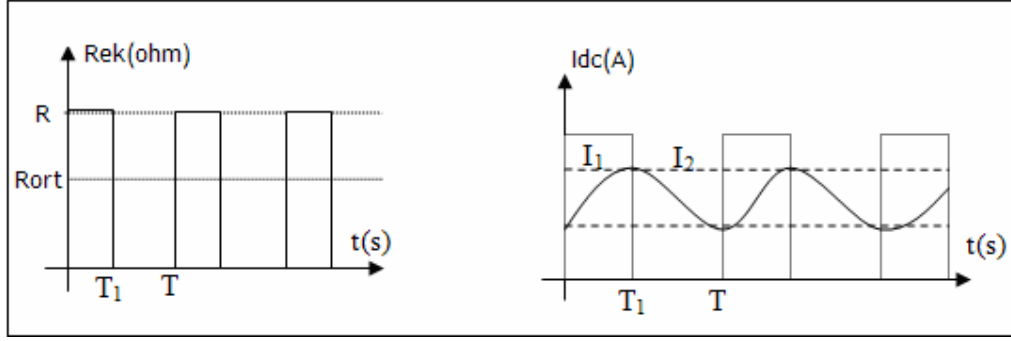
Şekil 2.2. Bilezikli asenkron motora ek dirençlerle yol verme/hız denetimi

Kıyııcı anahtarlama periyodu T , anahtarın iletim süresi T_1 ve anahtarlama oranı (Duty Cycle) D olmak üzere, rotor devresine bağlanan direncin ortalama değeri (2.1) bağıntısıyla verilebilir. D oranının değiştirilmesiyle, rotor devresi faz başına toplam direncinin ortalama değeri değiştirilmiş olacaktır (Şekil 2.4).

$$R_{ort} = \frac{T_1}{T} R = D.R \quad (2.1)$$



Şekil 2.3. Rotor devresi etkin direncinin değiştirilmesi ile hız-moment denetimi



Şekil 2.4. Rotor devresi ek direnci ortalama değer denetimi ve akım değişimi

Rotor devresinde doğrultucu devre ile ek direnç arasına, kullanılan kıyıcı devrenin ve doğrultucunun anahtarlama etkilerini rotor akımlarına daha az yansıtmak ve rotor akımlarının sürekliliğini sağlamak amacıyla bir süzgeç sargı yerleştirilir.

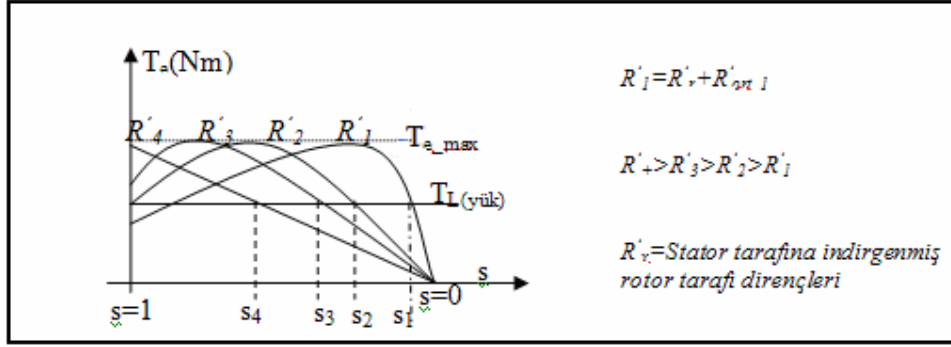
Asenkron motorlarda rotor devresi direncinin değiştirilmesiyle, üretilen en yüksek moment değeri değiştirilemez. Rotor devresi direnci devrilme kayması olarak bilinen, en büyük moment değerindeki kaymayı değiştirir. Başlama momenti artarken çalışma hızı azalır. Rotor akımları, dolayısıyla stator akımları sınırlandırılır. Başlangıçta en büyük direnç değeri ile yol verilen asenkron motora, kademeli olarak yapılan hızlandırma işlemi, statik rotor direnci denetimi ile daha doğrusal yapılabilir. Motorun yavaşlatma (frenleme) sistemine yardımcı olmak üzere de ek dirençler tekrar devreye alınır. Düşük hızlarda yavaşlatma sistemleri başarımı daha yüksektir. Bu nedenle yavaşlatma sisteminin bir parçası olarak da düşünülebilir. Sürekli durum eşdeğer devresi Şekil 2.6'da verilen asenkron motorun ürettiği moment, hava aralığına aktarılan güce göre yazılırsa;

$$P_a = 3(I_r')^2 \frac{R_r'}{s} = T_e \cdot \omega_s \quad (2.2)$$

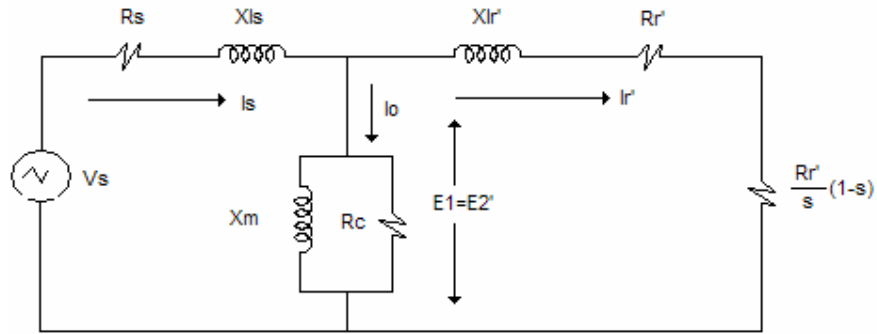
ve mile aktarılan güç;

$$P_{mil} = T_e \cdot \omega = P_a (1 - s) \quad (2.3)$$

olmak üzere,



Şekil 2.5. Asenkron motorun farklı rotor dirençlerinde kayma-moment eğrileri



Şekil 2.6. Asenkron motorun statora indirgenmiş faz başına eşdeğer devresi

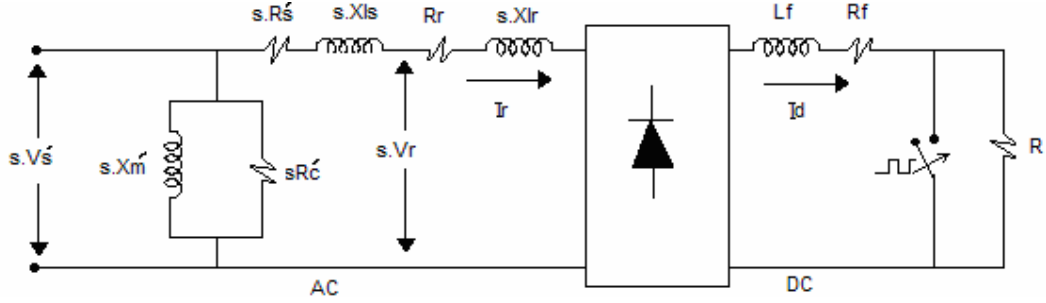
$$T_e = \frac{P_{mil}}{\omega} = \frac{(V_s)^2 \cdot R'_r}{s \cdot \omega_s \left[\left(R_s + \frac{R'_r}{s} \right)^2 + (X_{ls} + X_{lr}')^2 \right]} \quad (2.4)$$

yazılabilir. Rotor direncinin değişiminde, üretilen momentte, stator empedansı ve rotor kaçak reaktansı göz ardı edilirse, yaklaşık bir bağıntı olarak;

$$T_e \propto \frac{V_s^2 \cdot s}{\omega_s R'_r} \quad (2.5)$$

yazılabilir. Rotor devresi etkin direncinin değişimine göre kayma-moment eğrileri Şekil 2.5'de verilmiştir. Örnek olarak rotor devresi etkin direnci %25 değişirse, en büyük moment değerindeki kayma değeri de (devrilme kayması) yaklaşık olarak %25

değişecektir. Buna bağlı olarak sürülen yüke göre çalışma noktasındaki hız değişecektir. (2.5) numaralı bağıntıda kıyıcının anahtarlama etkileri de göz ardı edilmiştir. Rotor devresi etkin direnci statik olarak değiştirilirken kıyıcının anahtarlama etkilerini azaltmak üzere konulan süzgeç sargının bakır direnci ve DA dalgalanmaları da göz önüne alınarak bir inceleme yapılırsa, stator büyüklüklerinin rotor tarafına indirgenerek, üç fazlı denetimsiz doğrultucu modeliyle birlikte yeni eş değer devre Şekil 2.7'deki gibi olacaktır.



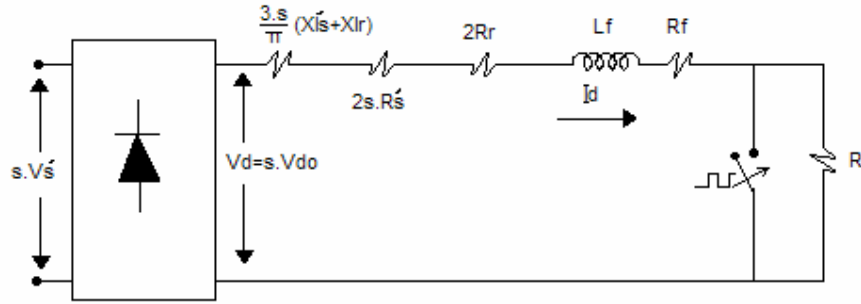
Şekil 2.7. Rotor tarafına indirgenmiş ASM faz başına eşdeğer devresi

Stator büyüklükleri rotor kayma frekansına göre, empedanslar stator/rotor dönüştürme oranının karesiyle, gerilim ve akım büyüklükleri ise stator/rotor dönüştürme oranı ile rotor tarafına indirgenir. Stator empedansı doğrultucu devrenin sağ tarafına (DA tarafına) aktarıldığında, doğrultucudaki diyotların iletim durumunda rotor faz-faz arası gerilimini kıyıcı tarafına yansıtacağından yeni eş değer devre Şekil 2.8'de ki gibi olacaktır. Burada yapılacak incelemede;

$$V_d = 1,35\sqrt{3}.s.V_s' = s.V_{do} \quad (2.6)$$

$$R_1 = \left(\frac{3s}{\pi}\right)(X_{ls}' + X_{lr}') + 2sR_s' + 2R_r + R_f \quad (2.7)$$

$$R_2 = R_1 + R \quad (2.8)$$



Şekil 2.8. Çevirici tarafına indirgenmiş ASM eşdeğer devresi

$$R_x = \left(\frac{3}{\pi} \right) (X'_{ls} + X_{lr}) + 2R'_s \quad (2.9)$$

olmak üzere,

$$L_f \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 = V_d, \quad 0 < t \leq DT \quad (2.10)$$

$$L_f \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 = V_d, \quad DT \leq t \leq T \quad (2.11)$$

denklemleri sürekli durumda çözüldüğünde DA ortalama değeri yaklaşık olarak,

$$I_d = \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} i_1 dt + \int_{DT}^T i_2 dt \right) \cong \frac{V_d}{R_1 + (1-D)R} \quad (2.12)$$

olarak elde edilir. Bu akımın sınırlandırılması ile moment denetimi yapılabilmektedir. (2.6)-(2.12) bağıntıları göz önüne alınarak, doğrultucu ve kıyıcı anahtarlama durumlarına göre rotor devresine dahil edilen direncin üretilen moment üzerindeki etkisi (2.13) bağıntısıyla verilebilir [6].

$$T_e = \frac{1}{\omega_s} \left(\frac{s.V_{do}^2}{[R_1 + (1-D)R]} - \frac{s^2 V_{do}^2 R_x}{[R_1 + (1-D)R]^2} \right) \quad (2.13)$$

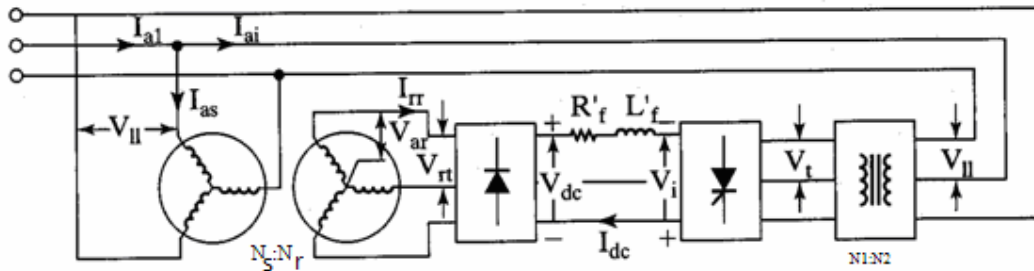
Rotor devresi etkin direncinin artırılması daha önceden de değinildiği gibi, rotor bakır kayıplarının artışı olarak sisteme yansıdığından, motor verimini düşürmektedir. Küçük yüklerin sürülmesinde ve küçük kayma değerlerinde bu kayıplar daha az olmasına rağmen, artan yük değerlerinde rotor akımlarının artışına bağlı olarak, kayıplar da artmaktadır. Ayrıca rotor devresi zaman sabitini de azaltan bu dirençler, rotorun tepkisini hızlandırmaktadır [53]. Ayrıca rotor direncinin kıyıcı bir devre yardımıyla değiştirilmesi ve doğrultucu devrenin neden olduğu harmonikler de kıyıcı anahtarlama frekansına bağlı olarak üretilen momente yansımaktadır [61].

2.2. Kayma Gücünün Geri Kazanımı- Statik Kramer Sistemi

Asenkron motorların rotor sargıları üzerinden hız ya da moment denetimi yapılırken, rotor sargılarına dışarıdan bağlanan direncin etkin olarak değiştirilmesi rotor bakır kayıplarının artması nedeniyle verimin düşmesine neden olmaktadır. Hız azalırken, rotor bakır kayıplarının artması nedeniyle çıkış gücü ve verim azalır. Rotor bakır kayıpları;

$$P_{rc} = 3I^2R_r = sP_a \quad (2.14)$$

biçiminde yazılabildiğinden stator-rotor hava aralığına aktarılan güç, P_a olmak üzere düşük hızlarda, kayma gücü olarak bilinen sP_a kaymaya bağlı olarak artacaktır. Bu gücün dirençler üzerinde harcanması yerine uygun çeviriciler kullanılarak rotordan dışarı alınması ve besleme kaynağına aktarılması ya da başka bir sisteme aktarılması “kayma gücünün geri kazandırılması” veya “Statik Kramer Sistemi” olarak bilinmektedir.

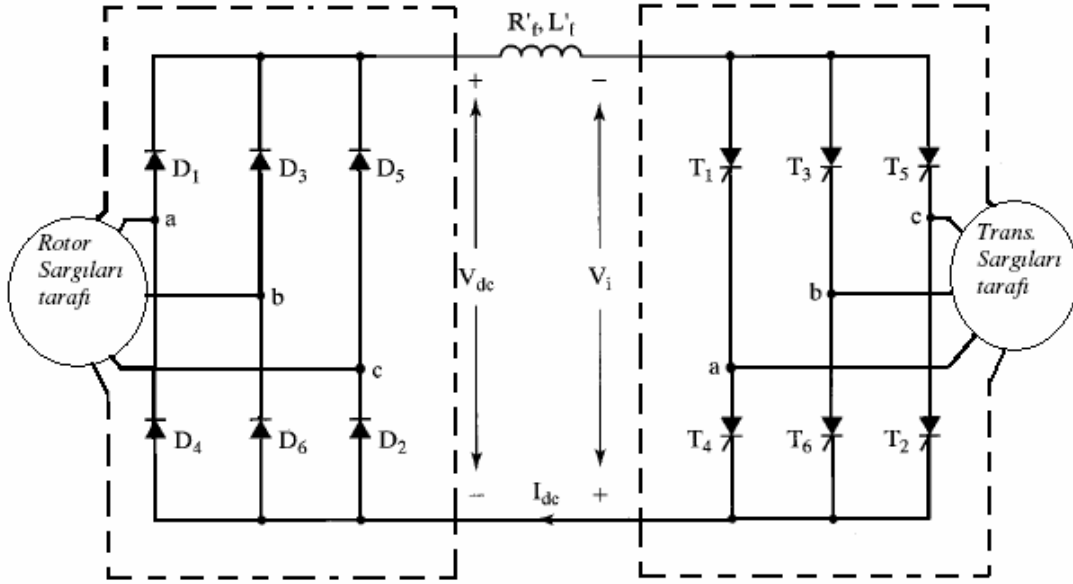


Şekil 2.9. Kayma gücünü geri kazandıran sistemin ilkesel modeli

Kayma gücü çeviriciler yardımıyla kaynağa geri aktarılırken, rotor sargılarında indüklenen gerilimin genliği değiştirilerek, rotor akımları, üretilen moment ve kayma denetlenir. Sistemin ilkesel model Şekil 2.9'da verilmiştir [3-6].

Rotor akımlarının denetlemesi, aynı zamanda gücün bir kısmı olan rotor kayıplarının da denetlemesi demektir. Böylece kazanılan güç sisteme geri verildiğinden verim de artmış olur. Rotor sargılarında indüklenen gerilimler, üç fazlı tam dalga köprü diyot doğrultucu ile doğrultularak bir sargı üzerinden faz denetimli bir çevirici üzerinden kaynağa geri verilir.

Şekil 2.10'da açık devresi verilen faz denetimli çeviricinin evirici kipinde çalışabilmesi için yarı iletken anahtar elemanlarının tetikleme açıları 90° den büyük olması gerekir. Bu durumda güç akışı rotordan besleme kaynağına doğrudur.



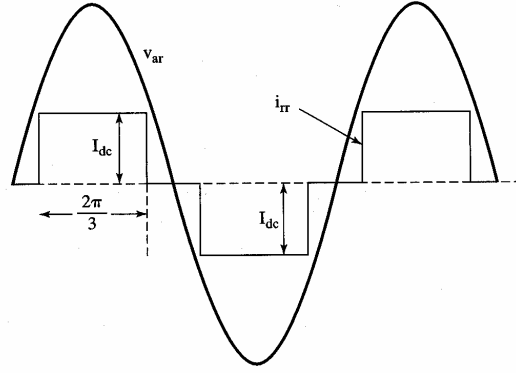
Şekil 2.10. Güç çeviricilerinin doğrultucu ve evirici durumu

Rotor tarafından doğrultulmuş gerilim ile evirici gerilimi birbirini destekleyecek yönde olmalıdır. Bu sistem bir tür akım ara beslemeli evirici çalışma biçimidir. DA hat akımı (I_{dc}) evirici biriminin tetikleme açısı değiştirilerek denetlenebilmektedir. Zira evirici birimi tetikleme açısı V_i gerilimini değiştirdiğinden çeviriciler arasındaki sargı uçlarındaki gerilim farkı, dolayısıyla da DA hat akımı denetlenir. Evirici biriminin çıkışına bağlanan uyum transformatörü de düşük sarım oranlı olup sistemden ana kaynağa güç aktarılırken asenkron motorun güç faktörü üzerinde etkilidir. Burada en önemli noktalardan birisi,

doğrultucu biriminin denetimsiz olması nedeniyle, güç akışının tek yönlü oluşudur. Dolayısıyla rotordan, besleme kaynağına güç aktarılırken hızın denetim aralığı senkron altı bölgede kalmaktadır. Rotor, ana kaynaktan, çeviriciler yardımıyla güç aktarılmadığı sürece hız denetim aralığı senkron altı bölgede kalacaktır.

2.2.1. Sürekli Hal Çalışma İncelemesi

Sistemin sürekli hal başarım incelemesi, rotor sargılarında indüklenen gerilim, değişen frekanslı bir kaynak gibi düşünülerek, stator tarafına yani besleme kaynağına, çeviriciler üzerinden güç aktarılması durumu eşdeğer devreler yardımıyla yapılır. Burada çeviriciler arası DA hat akımındaki dalgalanmalar şimdilik göz önüne alınmayacaktır.



Şekil 2.11. Rotor gerilimi ve varsayılan akımı

Rotor faz gerilimi ve aynı fazdaki rotor faz akımı varsayılan dalga biçimi, çeviriciler arasındaki DA hat akımına göre Şekil 2.11’de verilmiştir. Rotor faz akımı genliği DA hat akımı genliğine eşittir. Her yarı periyotta 120° boyunca rotor akımının genliğinin sabit kaldığı ve dalgalanmasız olduğu varsayılmıştır. DA hat akımındaki dalgalanmalar ve neden olduğu harmonikler daha sonra incelenecektir. Şekil 2.12’de DA hat akımına bağlı evirici faz akımı ve gerilimi varsayılan dalga biçimi verilmiştir. Burada da evirici birimi tetikleme açısı α ’ya göre evirici faz akımı genliği 120° boyunca her yarı periyotta DA hat akımı genliğine eşittir. Stator hat gerilimine göre, rotor hat gerilimi;

$$V_{rt} = \left(\frac{k_2 N_r}{k_1 N_s} \right) s V_{ll} \quad (2.15)$$

bağıntısıyla transformatör benzetimi olarak yazılabilir. Burada k_1, k_2 sırasıyla stator ve rotor sargı faktörlerini, N_s, N_r de sırasıyla stator ve rotor için faz başına sarım sayılarını göstermektedir.

Etkin sarım oranı;

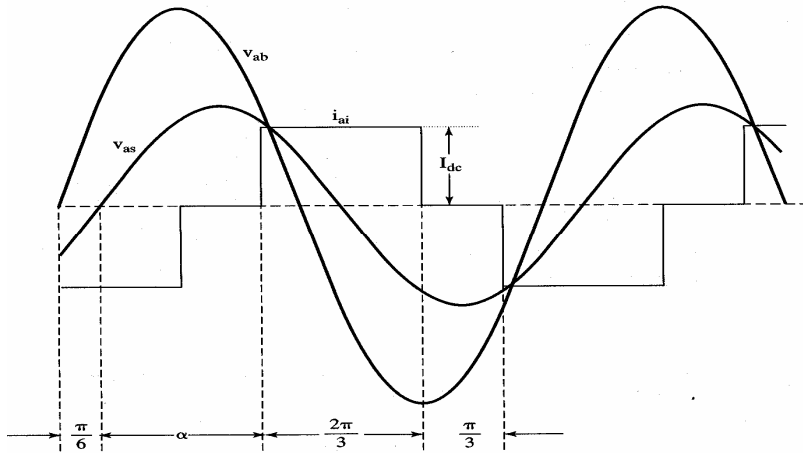
$$a = \left(\frac{k_1 N_s}{k_2 N_r} \right) \quad (2.16)$$

olmak üzere,

$$V_{rt} = \frac{sV_{ll}}{a} \quad (2.17)$$

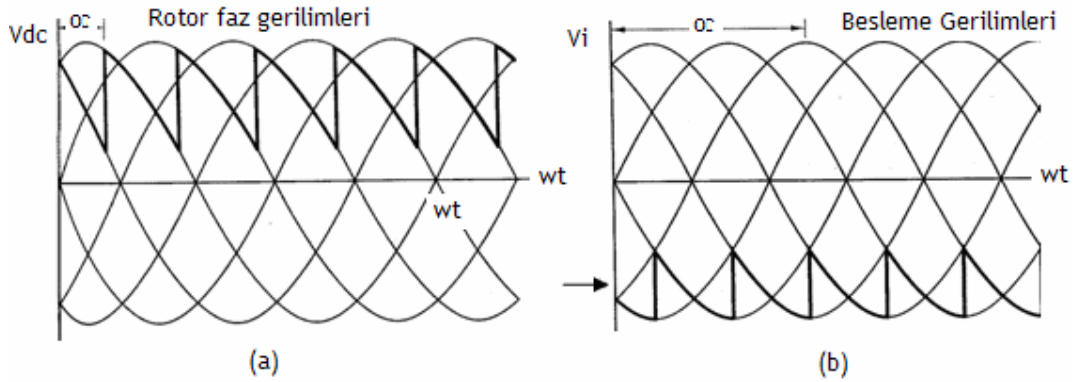
ve DA hat gerilimi, denetimli bir doğrultucuda $0 < \alpha < 90^\circ$ için yazılabilir. Denetimsiz bir doğrultucuda $\alpha = 0^\circ$ dır. Şekil 2.13’de denetimli çeviriciler için DA hat gerilimi işaret dalga biçimi gösterilmiştir.

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2}V_{rt} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}V_{rt}}{\pi} \cos \alpha_2 \quad (2.18)$$



Şekil 2.12. Evirici birimi akım ve gerilim varsayılan dalga biçimi

Çeviricilerdeki yük aktarımı kendiliğinden gerçekleştiği için yarı iletken anahtarların susma (tıkama) açıları bir sonraki anahtarın ilettime girdiği açıdır. Rotor tarafındaki çevirici denetimsiz bir doğrultucu olduğundan $\alpha_2=0^\circ$ alınırsa, doğrultucu çıkış gerilimi (2.19) numaralı bağıntıyla elde edilir.



Şekil 2.13. Denetimli doğrultucuda a) $\alpha < 90^\circ$ b) $\alpha > 90^\circ$ (evirici çalışma kipi)

$$V_{dc} = 1.35V_{rt} = \frac{1.35sV_{ll}}{a} \quad (2.19)$$

Çeviriciler arasındaki sargının DA direncindeki gerilim düşümü göz ardı edilirse,

$$V_{dc} = -V_i \quad (2.20)$$

biçiminde olacaktır. Evirici kipinde çalışan faz denetimli doğrultucunun bağlı olduğu transformatör giriş-çıkış gerilimlerine bağlı olarak gerilim bağıntısı, (2.18) eşitliğine benzer olarak;

$$V_i = 1.35V_t \cdot \cos \alpha_1 \quad (2.21)$$

ve transformatör sarım oranı,

$$n_t = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.22)$$

olmak üzere,

$$V_t = n_t V_{ll} \quad (2.23)$$

(20-23) numaralı eşitlikler birlikte değerlendirildiğinde,

$$s = -(a.n_t) \cos \alpha_1 \quad (2.24)$$

elde edilir. Burada asenkron motorun kaynak frekansı sabit olduğundan evirici birimi tetikleme açısı doğrudan hızı denetleyebilmektedir. Teorik olarak 90° den 180° ye kadar denetim yapılabilmesine rağmen yarı iletken anahtarların iletim ve tıkamaya gitme süreleri, tetikleme denetim aralığına sınırlama getirmiştir. Bu da faz gerilimi geçişi ve çevirici elemanlarına göre 145° ile 155° arasında değişmektedir. Kayma açısından bu sınırlamanın anlamı, çeviricilerin tetikleme açıları için;

$$\begin{aligned} 90^\circ < \alpha < 155^\circ \\ 0 < s < 0,906(a.n_t) \end{aligned} \quad (2.25)$$

olarak tanımlanabilir.

2.2.2. Eşdeğer Devre İncelemesi

Asenkron motorun sürekli durumdaki eşdeğer devresine, DA hat sargı direnci ve faz denetimli evirici dahil edilerek kayma gücünün geri kazanılmasına ilişkin eşdeğer devre elde edilir. Sürekli durumda DA hat üzerindeki sargı endüktansı göz ardı edilir. Ancak bu endüktans değeri DA hat akımındaki dalgalanmalar göz önüne alınarak hesaplanır. Şekil 2.14'de verilen eşdeğer devrede DA hattaki sargı direnci R'_f değeri DA hattaki kayıpları rotor devresine dahil edecek şekilde hesaplanırsa, rotor devresinde görünen eşdeğeri R_{ff} olmak üzere,

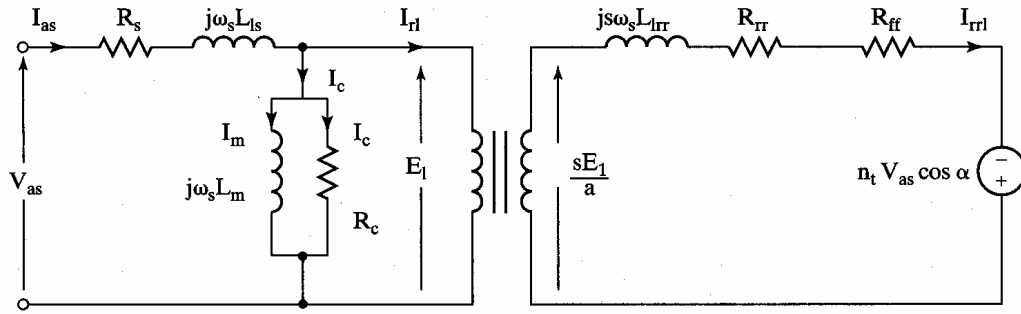
$$I_{dc}^2 R'_f = 3(I_{rr}^2) R_{ff} \quad (2.26)$$

bağıntısından elde edilir. Burada rotor faz akımı etkin değeri I_{rr} hesaplanırken, DA hat akımına bağlı olarak,

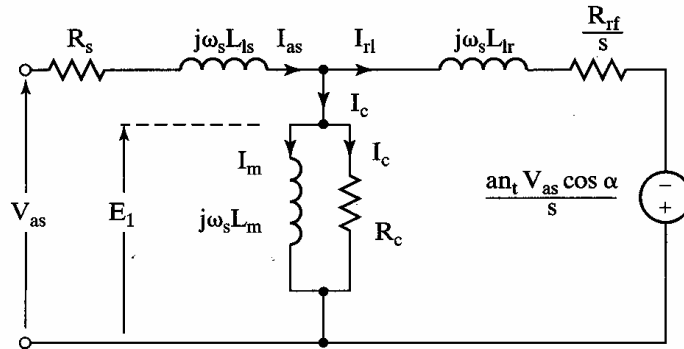
$$I_{rr} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} I_{dc}^2 d\theta} = I_{dc} \sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816 I_{dc} \quad (2.27)$$

yazılabilir. (2.27) bağıntısı (2.26) bağıntısında yerine yazılırsa DA hat sargı direncinin rotor devresine etkileyen değeri elde edilmiş olur:

$$R_{ff} = 0,5R_f' \quad (2.28)$$



Şekil 2.14. Kayma gücünün geri kazanımında faz başına üç faz asm eşdeğer devresi



Şekil 2.15. Stator tarafına indirgenmiş faz başına eşdeğer devre

Rotor faz akımları kare dalga biçimli olduğundan Fourier serisi açılımında temel bileşen olarak;

$$I_{rr1} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} I_{dc} \sin 60^\circ = 0,779 I_{dc} \quad (2.29)$$

olduğundan, faz denetimli evirici üzerinden kaynağa aktarılan güç;

$$P_{sp} = V_i I_{dc} = (1,35 n_t V_s \cos \alpha_1) I_{dc} = \left[1,35 n_t \sqrt{3} V_{as} \cos \alpha_1 \right] \left[\frac{I_{rr1}}{0,779} \right]$$

$$P_{sp} = 3 [n_t V_{as} \cos \alpha_1] I_{rr1} \quad (2.30)$$

evirici birimin tetikleme açısına bağlı olarak yazılabilir.

2.2.3. Üretilen Moment

Rotor sargılarının faz başına eşdeğer devresine dahil edilen gerilim kaynağı rotor faz akımları ile aynı fazda olduğundan rotor tarafı gerilim denklemi yazılırken kolaylık sağlayacaktır. Şekil 2.14 göz önüne alınarak;

$$\frac{sE_1}{a} = \left[I_{rr1} (R_{rr} + R_{ff}) - n_t V_{as} \cos \alpha_1 \right] + js\omega_s L_{lrr} I_{rr1} \quad (2.31)$$

rotor sargılarının gördüğü anlık evirici gerilimi rotor akımları temel bileşeni ile aynı fazda olduğundan doğrudan rotor sargılarındaki ohmik gerilim düşümü ile birleştirilebilir. Dolayısıyla eviricinin reaktif bileşeni ortadan kalkar. Reaktif güç isteği besleme kaynağından sağlanmaktadır. Evirici gerilimi rotor sargılarına anlık olarak doğru gerilim olarak etkir. Bu gerilimin genliği de rotor akımlarını etkiler. (2.31) bağıntısı (a/s) ile çarpılırsa;

$$E_1 = \left[I_{rr1} \left\{ \frac{a(R_{rr} + R_{ff})}{s} \right\} - \frac{an_t V_{as} \cos \alpha_1}{s} \right] + j\omega_s a L_{lrr} I_{rr1} \quad (2.32)$$

elde edilir. Buradaki rotor büyüklükleri stator tarafına indirgenirse;

$$\begin{aligned}
R_r &= a^2 R_{rr} \\
R_f &= a^2 R_{ff} \\
L_{lr} &= a^2 L_{lrr}
\end{aligned} \tag{2.33}$$

ayrıca $R_{rf} = R_f + R_r$ ve $I_{r1} = I_{rr1}/a$ olmak üzere;

$$E_1 = I_{r1} \frac{R_{rf}}{s} - \frac{an_t V_{as} \cos \alpha_1}{s} + j\omega_s L_{lr} I_{r1} \tag{2.34}$$

olarak elde edilir. Asenkron motorun bu durumda ürettiği moment; çıkış gücü ve açılal hızdan hesaplanacak olursa,

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{P_a(1-s)}{\left\{ \frac{\omega_s(1-s)}{p/2} \right\}} = \frac{p}{2} \frac{P_a}{\omega_s} \tag{2.35}$$

hava aralığına aktarılan güç, P_a ;

$$P_a = 3 \left[I_{r1}^2 \frac{R_{rf}}{s} - \frac{aI_{r1}n_t V_{as} \cos \alpha_1}{s} \right] \tag{2.36}$$

olup, üretilen moment;

$$T_e = \frac{3p}{2} \frac{1}{s\omega_s} \left[I_{r1}^2 R_{rf} - aI_{r1}n_t V_{as} \cos \alpha_1 \right] \tag{2.37}$$

olarak yazılır. Bu bağıntıyı daha da basitleştirmek için, (2.34)'de rotor kaçak reaktansını göz ardı edelim. Bu durumda üretilen moment yaklaşık olarak (2.38) bağıntısıyla ifade edilir.

$$T_e = \frac{3p}{2} \frac{1}{\omega_s} I_{r1} \left[\frac{I_{r1} R_{rf}}{s} - \frac{an_t V_{as} \cos \alpha_1}{s} \right] \cong \frac{3p}{2} \frac{1}{\omega_s} I_{r1} E_1 \tag{2.38}$$

Stator empedansının göz ardı edilmesiyle üretilen moment stator gerilimine bağlı olur.

$$T_e \cong \frac{3p}{2} \frac{V_{as}}{\omega_s} I_{r1} \quad (2.39)$$

$$I_{r1} = \frac{I_{rr1}}{a} = \frac{0,779I_{dc}}{a} \quad (2.40)$$

Bu durumda üretilen momentin yaklaşık bağıntısı;

$$T_e = \left(\frac{1,17P}{a} \right) \left(\frac{V_{as}}{\omega_s} \right) I_{dc} = K \cdot I_{dc} \quad (2.41)$$

biçimindedir. Burada sabit bir katsayı haline dönüşen K, aşağıdaki gibidir:

$$K = \left(\frac{1,17P}{a} \right) \left(\frac{V_{as}}{\omega_s} \right) \quad (2.42)$$

(2.41) bağıntısında üretilen momentin yaklaşık hesabına göre, moment, çeviriciler arası DA hat akımın oransal bir değeridir. Dolayısıyla asenkron motorun momentinin denetimi **“kayma gücünü geri kazandıran sistem”** ile serbest uyarımlı bir doğru akım motorunun momentinin endüvi akımıyla denetlenmesine benzemektedir. Yine Şekil 2.15’de, stator empedansındaki gerilim düşümü göz ardı edilirse, K katsayısı mıknatıslanma akısının bir işlevi olarak yazılabilir (2.43). Bu da bir doğru akım motorunun uyarım alanına benzetilirse;

$$\frac{V_{as}}{\omega_s} \cong \frac{E_1}{\omega_s} = \frac{I_m X_m}{\omega_s} = \frac{I_m \omega_s L_m}{\omega_s} = I_m L_m = \lambda_m \quad (2.43)$$

(2.41) bağıntısıyla verilen moment, serbest uyarımlı bir doğru akım motorunun, endüvi akımı ve uyarım alanı ile moment denetimine benzetilebilir. Burada yapılan benzetimlerdeki amaç, denetim sistemini olabildiğince doğrusallaştırmaktır (2.44).

$$T_e \propto (\lambda_m, I_{dc}) \quad (2.44)$$

2.2.4. Doğrultucu ve Evirici Güç Oranları

Rotor sargılarındaki gücü kayma oranında eviriciye aktaran doğrultucu devre elemanları seçilirken, bu elemanların akım-gerilim değerleri DA hat akımı, dolayısıyla da taşıdıkları rotor akımları göz önüne alınır. Stator-rotor hava aralığına aktarılan güce göre kayma gücü, köprü doğrultucu gücüne (P_{kd}) eşittir.

$$sP_a = s_{\max} P_a = P_{kd} \quad (2.45)$$

olup, bu güç doğrultucu devre gücüdür.

Devre elemanları seçilirken en büyük akım ve gerilim değerleri göz önünde bulundurulacağı için, stator empedansı ve rotor kaçak reaktansı göz ardı edilirse hava aralığın aktarılan güç;

$$P_a \cong 3V_{as} I_{r1} \quad (2.46)$$

yaklaşık olarak yazılabilir. (2.46) bağıntısı (2.45)' de yerine yazılırsa, kullanılacak üç fazlı denetimsiz köprü doğrultucu gücü elde edilir (2.47).

$$P_{kd} = s_{\max} P_a = s_{\max} [3V_{as} I_{r1}] \quad (2.47)$$

Köprü doğrultucuda kullanılacak diyotların akım etkin değeri (I_d) ve gerilim tepe değeri (V_d), rotor hat gerilimi tepe değerinden ve faz akımı etkin değerinden (2.48) ve (2.49) eşitlikleriyle elde edilir.

$$V_d = \sqrt{2}V_s = \sqrt{2}\sqrt{3}V_{as} \cong 2,45V_{as} \quad (2.48)$$

$$I_d = 0,816I_{dc} = 0,816 \frac{I_{rr1}}{0,779} = 1,05I_{rr1} = 1,05aI_{r1} \quad (2.49)$$

Evirici kipinde çalışacak olan faz denetimli doğrultucu için akım (I_{ts}) ve gerilim (V_{ts}) değerleri benzer şekilde;

$$V_{ts} = \sqrt{2}\sqrt{3}n_t V_{as} \quad (2.50)$$

$$I_{ts} = 0,816I_{dc} = 1,05aI_{r1} \quad (2.51)$$

elde edilir. Burada dikkat edilecek nokta; rotor tarafına bağlı çeviricinin akım gerilim değerleri doğrudan besleme gerilimi ve rotor akımı göz önüne alınarak hesaplanır. Ancak faz denetimli doğrultucu besleme kaynağına bir transformatör üzerinden bağlı olduğu için gerilim değeri biraz daha düşük seçilebilir. Ancak bu transformatörün sarım oranına göreler. Buna rağmen evirici kipinde çalışan bu denetimli doğrultucu eleman gerilimleri, ($n_t \approx 1$) için besleme gerilimi tepe değerinin iki katı olarak hesaplanır.

2.2.5. Çeviriciler Arasındaki Süzgeç Endüktansı

Çeviriciler arasında kullanılacak olan süzgeç endüktansı hesap edilirken, altı darbeli denetimsiz doğrultucu ve altı darbeli faz denetimli doğrultucunun (evirici kipinde) DA hat akımında meydana getirecekleri altıncı dereceden harmonik etkileri göz önüne alınır. Doğrultucu çıkış gerilimi altıncı harmonik bileşeni;

$$V_{dc_6} = \sqrt{a_6^2 + b_6^2} \quad (2.52)$$

$$a_6 = -\frac{6sV_s}{a\pi\sqrt{2}} \left[\frac{1}{7} \cos 7\alpha_2 - \frac{1}{5} \cos 5\alpha_2 \right] \quad (2.53)$$

$$b_6 = \frac{6sV_s}{a\pi\sqrt{2}} \left[\frac{1}{7} \sin 7\alpha_2 - \frac{1}{5} \sin 5\alpha_2 \right] \quad (2.54)$$

olup, denetimsiz doğrultucuda $\alpha_2 = 0$ olduğundan;

$$V_{dc_6} = \frac{0,077sV_s}{a} \quad (2.55)$$

yazılır. Benzer şekilde, evirici olarak çalışan denetimli doğrultucu için $\alpha_1 \neq 0$ olduğu için, evirici gerilimi altıncı harmonik bileşeni;

$$V_{i_6} = \frac{6n_1V_s}{\pi\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{49} + \frac{1}{25} - \frac{2}{35} \cos 2\alpha} \quad (2.56)$$

ve $\alpha = 90^\circ$ için evirici gerilimi altıncı harmonik bileşen en büyük değerini alır. Bu durumda,

$$V_{i_{6m}} = 0,463n_1V_s \quad (2.57)$$

olarak hesaplanır.

Ancak endüktansın her iki ucundaki harmonik frekansları farklıdır. Denetimsiz doğrultucu harmoniği, rotor kayma frekansının altı katı iken, evirici gerilimi harmoniği besleme frekansının altı katıdır. Seçilecek endüktans değeri en kötü durumu karşılaması gerektiğinden, endüktans gerilim denklemi bu iki harmonik gerilimin toplamı olarak hesaba dahil edilmelidir. DA hattaki akım dalgalanması ΔI_{dc} olmak üzere;

$$L_f \frac{\Delta I_{dc}}{\Delta t} = V_{dc_6} + V_{i_{6m}} \quad (2.58)$$

yazılır [5]. Burada Δt , en büyük rotor hızındaki en düşük kayma değeri göz önüne alınarak, en düşük açısız kayma frekansına (min ω_{sl}) göre seçilirse, süzgeç endüktans değeri bundan daha büyük frekanslar için de (besleme frekansı gibi) elverişli olacaktır

$$\Delta_t = \frac{2\pi}{6\omega_{sl}} \quad (2.59)$$

$$L_f = \frac{1}{\Delta I_{dc}} \left[\frac{\pi V_s}{6 \omega_{sl}} \left(0,463n_t + \frac{0,077s}{a} \right) \right] \quad (2.60)$$

2.2.6. Moment Harmonikleri

Harmonik değerler içeren rotor akımları üretilen momentte de harmoniklere neden olacaktır. Stator tarafına indirgenmiş kare dalga rotor akımları için baskın olan harmonik bileşenler, rotor akımının Fourier serisi açılımında, senkron açısız frekansa göre;

$$I_r = \frac{2\sqrt{3}}{a\pi} I_{dc} \left[\cos \omega_s t - \frac{1}{5} \cos 5\omega_s t + \frac{1}{7} \cos 7\omega_s t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_s t + \dots \right] \quad (2.61)$$

olarak ifade edilirse, rotor akımı temel bileşen değerine göre;

$$I_{r1} = \frac{2\sqrt{3}}{a\pi\sqrt{2}} I_{dc} = \frac{0,779}{a} I_{dc} \quad (2.62)$$

olup rotor akımı harmonik bileşen katsayı etkin değerleri ve mıknatıslanma akımına etkidiği değeri, (2.63) bağıntısıyla verilebilir.

$$I_{rh} = \frac{I_{r1}}{h} = I_{mh}, \quad h=5,7,11,13,17,19,\dots \quad (2.63)$$

Rotor akımındaki harmoniklerin, hava aralığı ortak akısındaki etkisi nedeniyle üretilen momentte de, titreşim ve gürültüye neden olmaktadır. Aynı zamanda motorun ısınmasına ve ek kayıplara yol açmaktadır.

Rotor akımındaki etkin harmonik değerler, katsayıları ve bileşen yönleri nedeniyle beşinci ve yedinci dereceden bileşenlerdir. Bu katsayılar;

$$I_{r5} = \frac{1}{5} I_{r1} = \frac{0,156}{a} I_{dc} \quad (2.64)$$

$$I_{r7} = \frac{1}{7} I_{r1} = \frac{0,111}{a} I_{dc} \quad (2.65)$$

değerinde olup, beşinci dereceden bileşen, senkron hızın beş katı ve ters yöndedir. Yedinci dereceden harmonik katsayısı daha düşük olmakla birlikte, senkron hızın yedi katı ve aynı yönlüdür. Dolayısıyla bu harmoniklerin, hava aralığı ortak akısına göre bağlı hızı senkron hızın altı katıdır. Hava aralığının temel bileşeninde de rotor akımlarının temel bileşeni etkilidir. Beşinci ve yedinci dereceden harmoniklerin üretilen moment üzerinde nasıl bir etki oluşturduğunu görmek üzere, beşinci ve yedinci dereceden harmoniklerin hava aralığı akısı üzerindeki etkisi incelenirse;

$$\lambda_{m5} = L_m I_{m5} = L_m \frac{E_s}{5X_m} = \frac{I_{r5}}{5\omega_s} \left(\frac{R_r}{s_5} + j5X_{lr} \right) \quad (2.66)$$

olup, kaymanın beşinci harmonik değeri ise;

$$s = \frac{h\omega_s - \omega_r}{h\omega_s} = \frac{h\omega_s - (1-s)\omega_s}{h\omega_s} = \frac{h - (1-s)}{h} \quad (2.67)$$

yüksek harmonik derecelerine göre, kaymanın esas değeri oldukça küçük kaldığından,

$$s_h \cong \frac{h \pm 1}{h}, \quad (+) \text{ değerler } h=5,11,\dots \quad (-) \text{ değerler } h=7,13,\dots \quad (2.68)$$

yaklaşık olarak yazılabilir. Beşinci kayma harmoniği, $s_5 = 1,2$ ve yedinci kayma harmoniği $s_7 = 0,857$ olarak (2.68) bağıntısından hesaplanabilir. Bu durumda hava aralığı akısının beşinci ve yedinci harmonik bileşeni;

$$\lambda_{m5} = \frac{I_{r1}}{30\omega_s} (R_r + j6X_{lr}) \quad (2.69)$$

$$\lambda_{m7} = \frac{I_{r1}}{42\omega_s} (R_r + j6X_{lr}) \quad (2.70)$$

bağıntılarıyla elde edilir. Burada da akı harmonik bağıntılarını sadeleştirmek için; rotor kaçak reaktansının altı kat büyüdüğü göz önüne alınırsa, bu reaktans değeri yanında rotor devresi direnci hesap dışında tutulabilir. Bu varsayım ile artan harmonik frekansına bağlı olarak rotor sargısı bakır direncinin değişimi de göz önünde bulundurulmamış olur. Kısaca;

$$\lambda_{m5} \cong \frac{I_{r1}}{5} L_{lr} \quad (2.71)$$

$$\lambda_{m7} \cong \frac{I_{r1}}{7} L_{lr} \quad (2.72)$$

yaklaşımı yapılmıştır. (2.39) ve (2.43) numaralı bağıntılar, üretilen momentin temel bileşeni için yeniden düzenlenirse;

$$T_{e1} \cong 3 \frac{P}{2} \lambda_{m1} I_{r1} \quad (2.73)$$

yazılabilir. Bu yaklaşımda stator empedansı üzerindeki gerilim düşümü göz ardı edilebilir. Ancak beşinci ve yedinci harmonik bileşen frekansları yüksek olduğundan rotor sargıları kaçak reaktansı göz ardı edilemez. Dolayısıyla bu bu harmoniklerin neden olduğu altıncı harmonik darbeleme momenti,

$$T_{e6} = 3 \frac{P}{2} \left[\lambda_{m1} (I_{r7} - I_{r5}) \cos 6\omega_s t + \lambda_{m5} I_{r1} \sin(90^\circ - 6\omega_s t) + \lambda_{m7} I_{r1} \sin(90^\circ + 6\omega_s t) \right] \quad (2.74)$$

sinüs fonksiyonu trigonometrik açılımları düzenlenirse;

$$T_{e6} = 3 \frac{P}{2} \left[\lambda_{m1} (I_{r7} - I_{r5}) + I_{r1} (\lambda_{m5} + \lambda_{m7}) \right] \cos 6\omega_s t \quad (2.75)$$

elde edilir. Harmonik akım, akı ve etki yönleri Şekil 2.16'da gösterilmiştir. Üretilen momentte altıncı harmonik darbelerinin en büyük değerinin temel bileşene oranı;

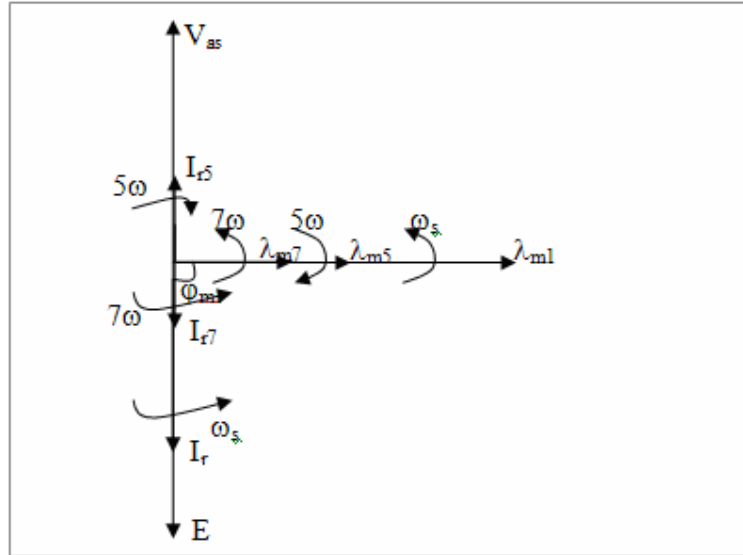
$$\frac{|T_{e6}|}{T_{e1}} \cong \frac{I_{r7} - I_{r5}}{I_{r1}} + \frac{I_{r1} L_{lr} \left(\frac{1}{5} + \frac{1}{7} \right)}{\lambda_{m1}} = -\frac{2}{35} + \frac{12}{35} \frac{I_{r1} L_{lr}}{\lambda_{m1}} \quad (2.76)$$

olmak üzere,

$$\lambda_{m1} \cong \frac{V_s}{\omega_s} \quad (2.77)$$

kabul edilirse yaklaşık olarak momentteki altıncı harmonik darbenin temel bileşene oranı (2.78) numaralı bağıntıyla, akım gerilim temel bileşen değerleri 1pu alınarak, rotor kaçak reaktansına bağlı olarak yazılır.

$$\frac{|T_{e6}|}{T_{e1}} = -\frac{2}{35} + \frac{12}{35} X_{lr} \quad (2.78)$$



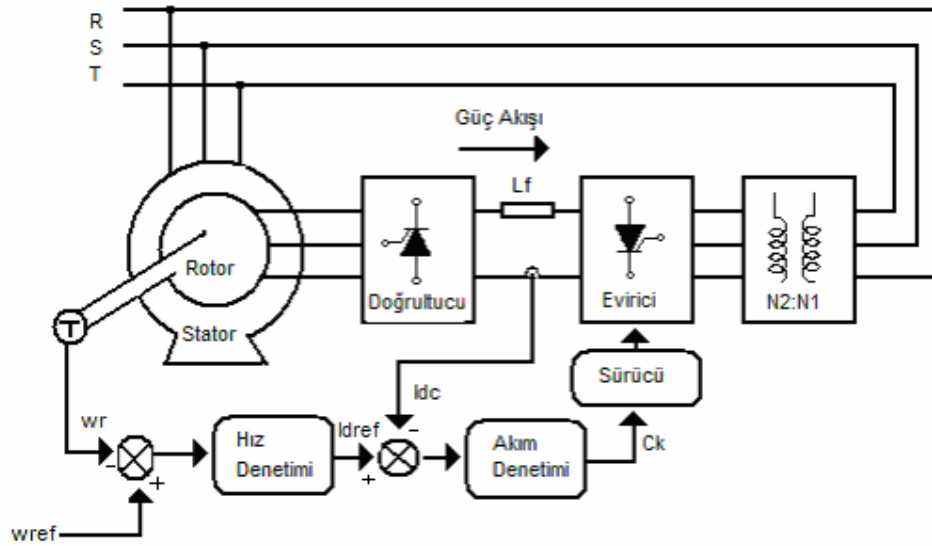
Şekil 2.16. Rotor akımları ve hava aralığı akısı harmonik fazörleri

Sonuç olarak, pompa ve fan yükleri için önemli sayılmayacak bir harmonik büyüklük elde edilmiştir. Zira birim değer olarak rotor kaçak reaktansı %2'den azdır. Büyük motorlarda da bu değer %5 gibidir. Yine hassas yükler için önemli sayılacak bir orandır.

Aynı bağıntının elde edilmesinde yapılan varsayımlar ve yaklaşımlar da bu oranda etkilidir[5].

2.2.7. Kayma Gücünün Kapalı Çevrim Denetimi

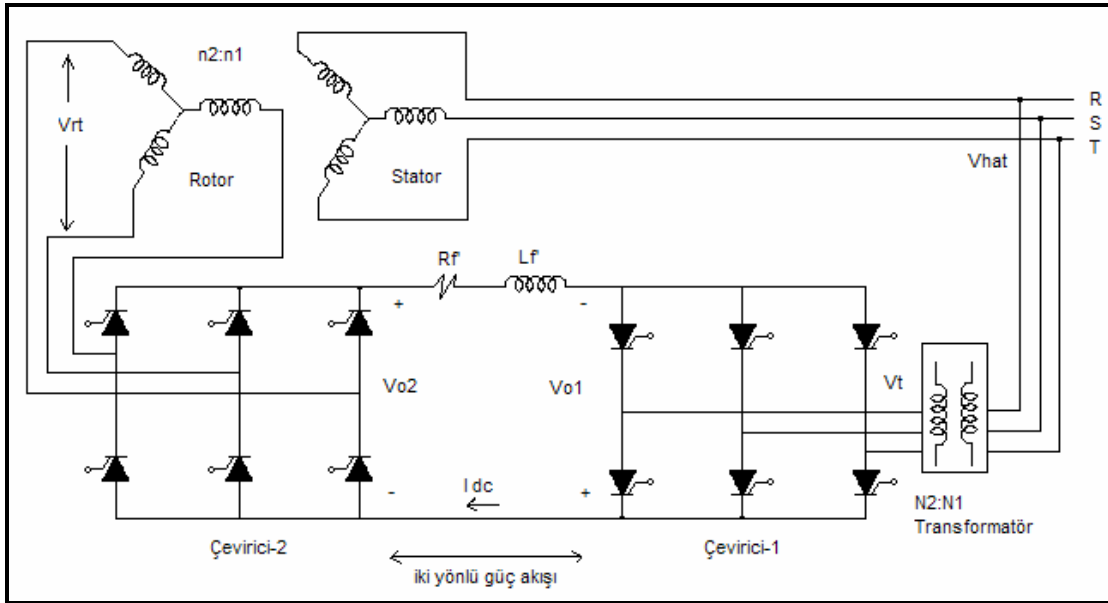
Bilezikler üzerinden çeviricilere aktarılan kayma gücü, besleme kaynağına aktarılırken senkron altı bölgede geniş aralıklı bir hız denetimi mümkündür. Bunun için Şekil 2.17’de ilkesel gösterimi verilen denetim modeli, rotor milinden algılanan hız işareti ile önceden belirlenmiş akım referansı oluşturulur. Çeviriciler arasından alınan DA hat akımı örnekleme ile bu referans akım değeri karşılaştırılarak, istenilen moment denetimi de yapılabilmektedir. Dolayısıyla, hız ya da moment denetimi ayrı ayrı, ya da birlikte iç içe iki geri besleme işareti ile yapılmaktadır. Hız ve akım denetleyiciler, geleneksel olarak PID olmakla birlikte son yıllarda Bulanık Mantık Denetleyiciler (BMD) ya da Yapay Sinir Ağı (YSA) tabanlı denetleyicilerin kullanımı hız kazanmıştır. BMD ya da YSA destekli mikrodenetleyicilerin üretimi ve sayısal işaret işlemcilerdeki gelişmeye bağlı olarak bu denetim modellerinin uygulamaya geçişi de hızlanmıştır.



Şekil 2.17. Kayma gücünü geri kazandıran kapalı çevrim hız /moment denetimi

Evirici kipinde çalışan faz denetimli doğrultucu besleme gerilimine bağlı olduğundan yarı iletkenlerdeki akım aktarımı kendiliğinden gerçekleşmektedir. Besleme kaynağı faz ve

frekansının izlenmesi için besleme gerilimlerinden örneklenen gerilim işaretleri sıfır geçiş algılayıcısına uygulanır ve tetikleme işaretleri için uyum sağlanmış olur. Besleme gerilimlerinin sıfır geçiş noktalarına göre tetikleme işaretlerinin açısı istenen gerilim değeri için ayarlanır. Yapılacak denetim biçimine göre denetleyici çıkışı bir arayüz devre yardımıyla uygun açıdaki tetikleme işaretlerini üretir. Rotor sargıları tarafına bağlanan çevirici denetimsiz bir doğrultucu olduğundan diyotlar uygun gerilim noktalarında doğrultma işlemini gerçekleştirir. Şekil 2.18’de verilen devrede rotor sargıları tarafına, denetimli doğrultucu bağlanarak güç akışının iki yönlü olması sağlanır. Rotor tarafındaki çevirici, evirici kipinde, besleme kaynağı tarafındaki ise doğrultucu kipinde tetiklenmesi durumunda güç akışı besleme kaynağından rotora doğru olacaktır. Böyle bir sistem “senkron üstü hız denetimi” için uygun bir modeldir.



Şekil 2.18. Senkron üstü/senkron altı hız denetimine uygun devre modeli

Çeviricilerin hız denetimi durumuna göre çalışma kipleri Tablo 2.1’de verilmiştir. Sürekli durumda güç akışı incelenecek olursa, denetlenecek olan DA hat akımı, süzgeç sargının her iki tarafındaki gerilime göre;

$$I_{dc} = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{R_f} \quad (2.79)$$

olacaktır. Burada akım dalgalanmaları göz önüne alınmazsa çeviricilerin aktardığı güçler, ürettikleri gerilimlere ve DA hat akımına göre hesaplanabilir.

Tablo 2.1. Hız denetim aralığına göre çevirici çalışma kipleri

Hız denetim aralığı	Çevirici-1	Çevirici-2
Senkron altı bölgede	Evrıcı ($\alpha > 90^\circ$)	Doğrultucu ($\alpha < 90^\circ$)
Senkron üstü bölgede	Doğrultucu ($\alpha < 90^\circ$)	Evrıcı ($\alpha > 90^\circ$)

$$V_{o1} = \frac{3\sqrt{2}n_t V_{hat}}{\pi} \cos \alpha_1 \quad (2.80)$$

$$V_{o2} = \frac{3\sqrt{2}V_{rt}}{\pi} \cos \alpha_2 \quad (2.81)$$

olmak üzere;

$$P_{o1} = V_{o1} I_{dc} \quad (2.82)$$

$$P_{o2} = V_{o2} I_{dc} \quad (2.83)$$

eşitlikleriyle çevirici ortalama güçleri hesaplanır. Çeviricilerin yapılacak hız denetimine göre uygun açılarda tetiklenmesiyle rotor sargılarından besleme kaynağına (senkron üstü yada faydalı frenleme bölgesinde), besleme kaynağından rotor sargılarına (senkronaltı bölgede) güç akışı denetlenebilmektedir.

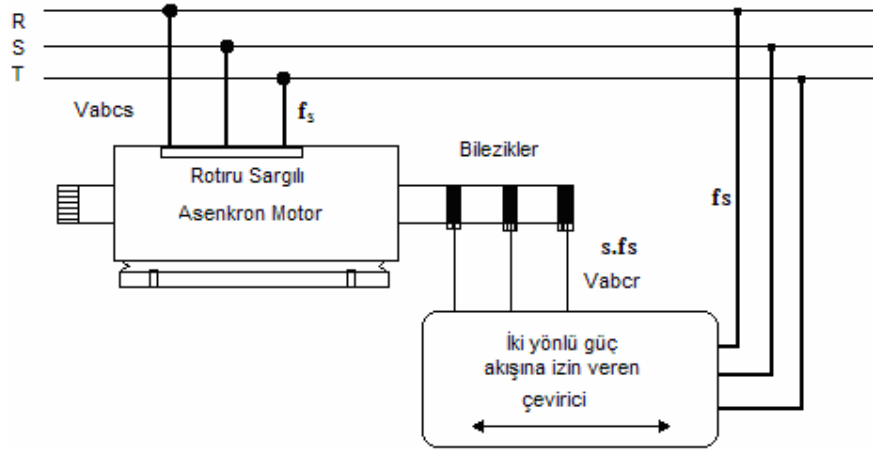
Asenkron makinenin generatör olarak çalıştırılması durumunda da değişken hızlı sürme sistemlerinde sabit güç çıkışını desteklemek üzere enerji akışı rotor sargılarına doğru yönlendirilir. Özellikle rüzgâr santrali uygulamalarında aşırı hız sürüşlerinde rotor sargılarındaki enerji, denetimli bir şekilde, besleme kaynağına kazandırılır. Düzensiz mekanik güç girişlerine karşı rotor enerjisinin denetimi, sabit güç ve sabit frekans çıkışını desteklemektedir.

3. BİLEZİKLER ÜZERİNDEN GERİLİM UYGULANMASI

3.1. Bilezikler Üzerinden Uygulanan Gerilimin Etkileri

Kayma gücü denetiminde Kramer sistemi, rotor gerilimlerinin doğrultulup bir evirici yardımıyla kaynağa geri aktarılması olarak bilinir. Çeviricilerin anahtarlama durumlarına göre rotor sargılarının gördüğü gerilim, rotor akımları ile aynı fazdadır. Bu yöntem bir önceki bölümde ayrıntılı olarak incelenmişti. Rotor tarafındaki çevirici denetimsiz doğrultucu olması durumunda hız denetim aralığı senkron altı bölgede olup, denetimli bir doğrultucu modeli kullanılırsa, tetikleme açısının artırılması ile ($\alpha_2 > 90^\circ$), senkron üstü hızlarda denetim sağlanmaktadır. Bu durumda kaynak tarafındaki çevirici denetimli bir doğrultucu olarak çalışır.

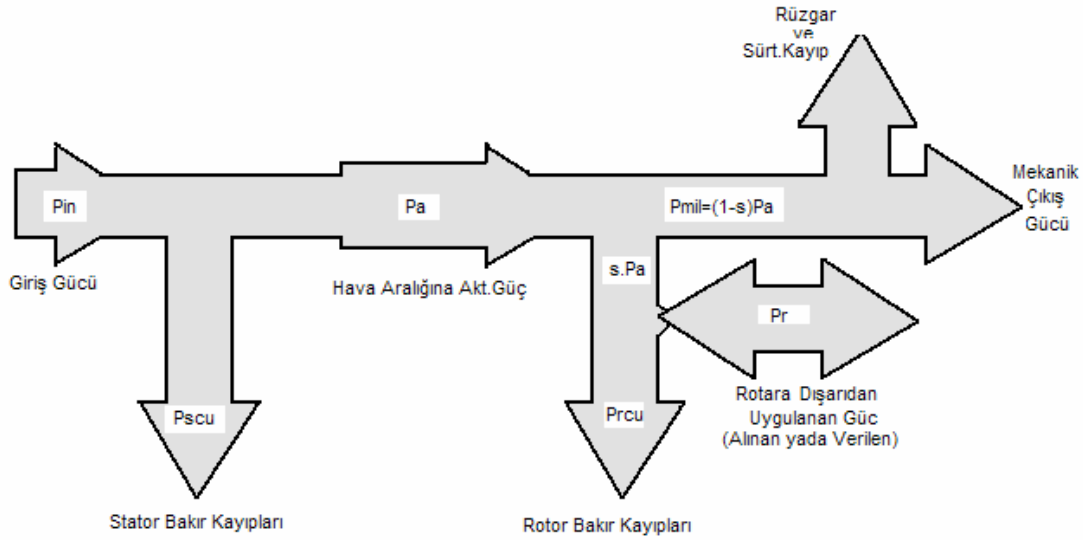
Rotor sargılarına, bilezikler üzerinden, rotorda indüklenen gerilim ile aynı frekansta ve fazda, gerilimler uygulanarak (Şekil 3.1) senkron altı ve senkron üstü hızlarda hız denetimi yapmak mümkündür [1,3,4,34,35,37,38-50]. Ayrıca uygulanan gerilimlerin, rotor sargılarında indüklenen gerilimlere göre fazı kaydırılarak tepkin güç denetimi de yapılmaktadır [35].



Şekil 3.1. İki yönlü çevirici ile bilezikler üzerinden gerilim uygulanması

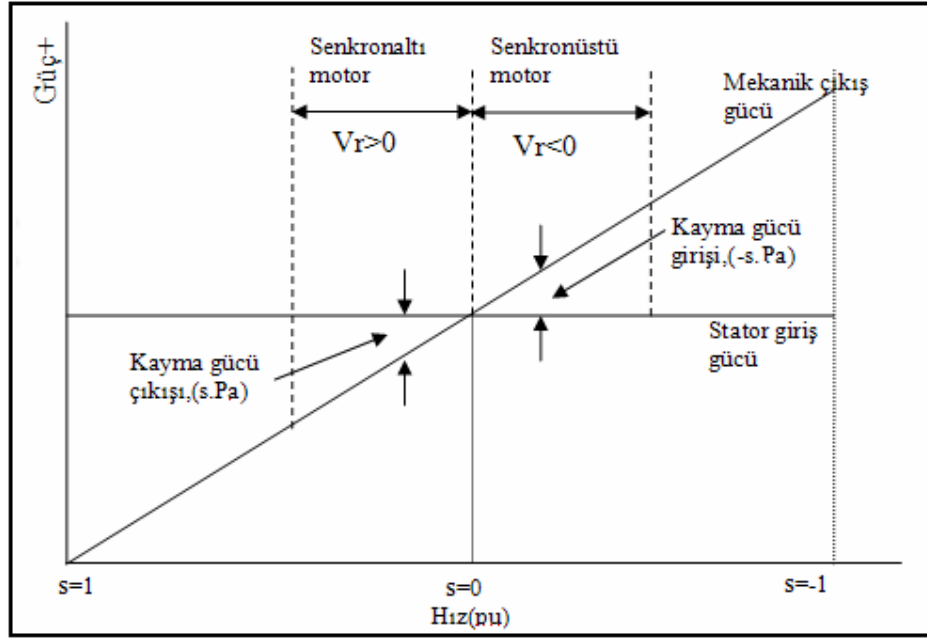
Rotor sargılarına uygulanan gerilimlerin hız denetimi üzerindeki etkisini, sürekli durumda güç bağıntılarıyla incelemek üzere Şekil 3.2'de sistemin yaklaşık güç akış çizgesi

verilmiştir. Rotor sargılarıyla aynı fazda olan gerilim pozitif ve 180° faz farklı olanı da negatif rotor gerilimleri olarak adlandırılır. Makinenin çalıştığı yük durumu ve hız-moment bölgesi göz önüne alınarak, uygulanan gerilimin işareti makineyi hızlandırır ya da yavaşlatır. Gerilimin genliği denetlenerek, hızlanma ve yavaşlama miktarı ayarlanır. Bu arada çalışma bölgesine göre kaynaktan rotora ya da rotordan kaynağa güç aktarılır. Bu da kayma gücünün başka bir denetim biçimidir. Daha açık bir çizge Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'de verilmiştir.

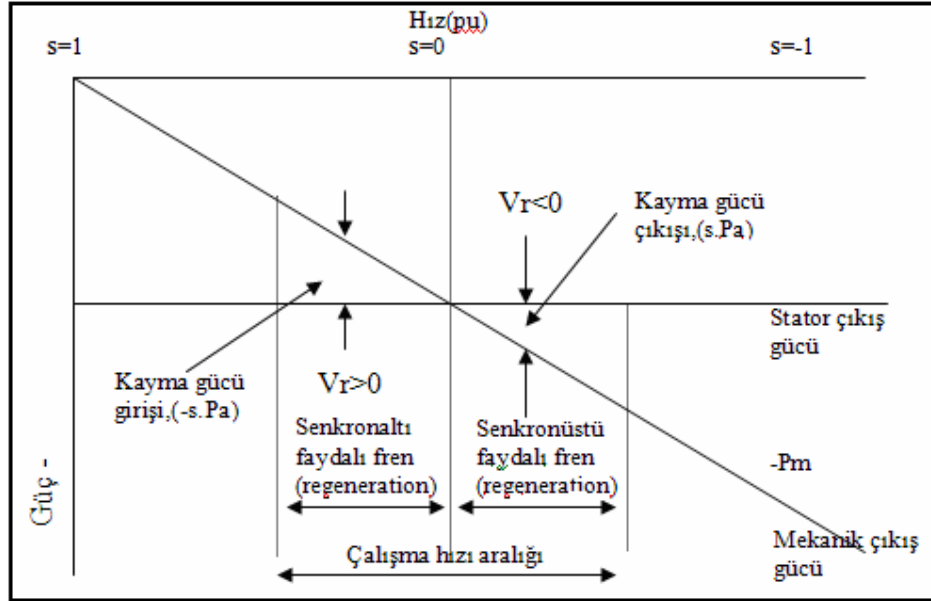


Şekil 3.2. Rotor sargılarına bileziklerden gerilim uygulanması durumunda güç akışı (Demir çekirdek kayıpları ve çevirici kayıpları gösterilmemiştir.)

Bilezikler üzerinden uygulanan gerilim, statora uygulanan gerilimle aynı fazda (pozitif) veya ters fazda (negatif) olabilir. Ayrıca, makineye uygulanan yük momenti de benzer şekilde pozitif veya negatif değerler alabileceğinden sekiz farklı çalışma durumu elde edilir. Ancak her çalışma durumunda pozitif gerilimler yavaşlamaya, negatif gerilimler hızlanmaya neden olmaktadır. Aynı şekilde pozitif yük momenti artışları yavaşlamaya, negatif yük momenti artışları da hızlanmaya neden olmaktadır. Dolayısıyla temelde incelenmesi gereken dört farklı çalışma durumu gerçekleşir [3,6].



Şekil 3.3. Sabit yük altında motor çalışmaya göre uygulanan gerilimin etkisi



Şekil 3.4. Sabit yük altında faydalı fren çalışmaya göre uygulanan gerilimin etkisi

Bu farklı çalışma durumları aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir [37,38]:

- A. Bilezikler üzerinden uygulanan gerilim genliği sabit, yük momenti değişken;
 - a. Bileziklere uygulanan gerilimin pozitif olması

- i. Yük momenti pozitif (Senkronaltı Motor çalışma)
- ii. Yük momenti negatif (Senkronaltı Faydalı Fren çalışma)
- b. Bileziklere uygulanan gerilimin negatif olması
 - i. Yük momenti pozitif (Senkronüstü Motor çalışma)
 - ii. Yük momenti negatif (Senkronüstü Faydalı Fren çalışma)
- B. Yük momenti sabit, bilezikler üzerinden uygulanan gerilim değişken;**
 - a. Yük momentinin pozitif olması
 - i. Bileziklere uygulanan gerilim pozitif (Senkronaltı Motor çalışma)
 - ii. Bileziklere uygulanan gerilim negatif (Senkronüstü Motor çalışma)
 - b. Yük momentinin negatif olması
 - i. Bileziklere uygulanan gerilim pozitif (Senkronaltı Fren çalışma)
 - ii. Bileziklere uygulanan gerilim negatif (Senkronüstü Fren çalışma)

Sözü edilen dört temel durumu incelemek üzere Şekil 3.2 göz önüne alınarak aşağıdaki güç ve hız bağıntıları yazılabilir.

$$P_{mil} = P_m = P_a - P_r - P_{rcu} \quad (3.1)$$

$$T_e \cdot \omega_r = T_e \cdot \omega_s - P_r - P_{rcu} \quad (3.2)$$

$$\omega_r = \omega_s - \frac{P_r + P_{rcu}}{T_e} \quad (3.3)$$

Sabit moment altında rotor sargılarına gerilim uygulanmadan elde edilen açısal hız ω_c olmak üzere;

$$\omega_{rc} = \omega_s - \frac{P_{rcu}}{T_e} \quad (3.4)$$

$$\omega_r = \omega_{rc} - \frac{P_r}{T_e} \quad (3.5)$$

yazıldığıında, rotora aktarılan ya da rotordan alınan gücün çıkış hızına etkisi daha iyi görülecektir. Asenkron motorun rotor sargıları üzerinden uygulanan gerilim $V_r \angle \varphi_r$ olmak üzere faz başına eşdeğer devre göz önüne alınarak, stator tarafına indirgenmiş rotor akımı;

$$I_r' = \frac{V_s \angle 0^\circ - (V_r' / s) \angle \varphi_r}{(R_s + R_r' / s) + j(X_{ls} + X_{lr}')} \quad (3.6)$$

biçiminde yazılabilir. Burada rotora uygulanan gerilimin faz açısının da rotor akımına etkisi görülmektedir. Dolayısıyla rotora uygulanan gerilimin fazı değiştirilerek sistemin güç katsayısı denetlenebilmektedir. Rotor devresi elektriksel gücü, dışarıdan bağlanan kaynağın ve rotor bakır kayıplarının toplamı olarak yazılabildiğinden;

$$s.P_a = P_r + P_{rcu} \quad (3.7)$$

olup hava aralığı gücü;

$$P_a = \frac{P_r + P_{rcu}}{s} = 3 \left[(I_r')^2 \frac{R_r'}{s} + \frac{V_r'}{s} I_r' \cos \theta_r' \right] \quad (3.8)$$

biçiminde olup burada θ_r' açısı, V_r' ile I_r' arasındaki açıdır. (3.7) bağıntısına göre üretilen moment yeniden düzenlenirse;

$$T_e = \frac{P_a}{\omega_s} = \frac{3}{s \cdot \omega_s} \left[(I_r')^2 R_r' + V_r' I_r' \cos \theta_r' \right] \quad (3.9)$$

ve bilezikler üzerinden uygulanan gerilimle rotorda denetlenen güç;

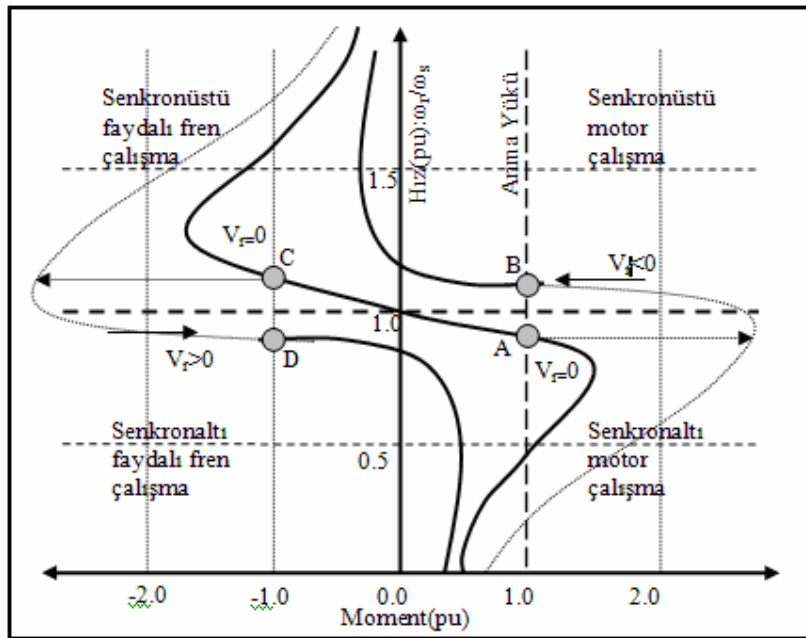
$$s.P_a = 3 \left[(I_r')^2 R_r' + V_r' I_r' \cos \theta_r' \right] \quad (3.10)$$

olarak elde edilir [3].

Bilezikler üzerinden uygulanan gerilime göre asenkron makinenin pozitif ve negatif sabit yükler altındaki davranışının gösterildiği Şekil 3.4 de göz önüne alınarak, daha önce sözü edilen dört farklı temel çalışma durumları açıklana bilir. Bunlar sırasıyla;

- senkronaltı motor çalışması ($1 \geq s \geq 0$),
- senkronüstü motor çalışması ($s \leq 0$),
- senkronaltı faydalı frenleme çalışması ($1 \geq s \geq 0$),
- senkronüstü faydalı frenleme çalışması ($s \leq 0$),

çalışma durumlarıdır. Bu çalışmada da rotor sargılarına uygulanan gerilim ile hız denetimi yapıldığından, sabit yük momentleri altında uygulanan gerilimin değiştirilmesi, yükün pozitif ve negatif olması durumuna göre hızlanma ve yavaşlamada asenkron makinenin çalışacağı bölgeler farklı olup, yük momentini değişimlerine karşın bilezikler üzerinden uygulanan gerilim denetlenerek sistem hızı istenen değerde tutulmaktadır.



Şekil 3.5. Bilezikler üzerinden gerilim uygulanarak hız denetimi yapılması

Sabit yük momentinde senkron hızdan daha düşük hızda çalışırken, rotor sargılarına uygulanan yeterli genlikte kayma frekanslı bir negatif gerilimle çalışma noktası senkron hızın üzerine çıkarılabilmektedir. Şekil 3.5’de bu işlem çalışma noktasının A’den B’ye getirilmesi olarak gösterilmiştir. Burada sabit yük altında çalışma hız değişikliği

istenmiştir. Sabit hız ile çalışması istenen durumlarda yük değişimlerine karşıda rotor sargılarına uygun genlik ve işaretle gerilim uygulanır. Yük artışında azalan hıza karşılık negatif gerilim uygulamak azalan hızı eski durumuna getirecektir. Ancak, ne kadar bir yük artışına ne kadar gerilim uygulanacağı makine parametrelerine ve çalışma noktasına bağlıdır. Bu tez kapsamında bu durum dikkate alınarak bulanık mantık tabanlı bir denetleyici ile motor parametrelerine bağlı kalınmadan yük değişimlerine karşılık, hızdaki değişim doğrudan algılanıp, uygun genlik ve işaretli gerilim evirici ile rotor sargılarına uygulanarak sistem istenen hız değerinde tutulmuştur.

Motor çalışma durumunda negatif yük uygulaması ile senkron hızın üzerinde sürülen asenkron motorun rotor sargılarına uygulanacak pozitif gerilimle, yine istenen senkron altı hız değerine getirilebilir. Şekil 3.5’de bu durum C ve D çalışma noktaları olarak gösterilmiştir. Güç akışı açısından sistem (3.1)-(3.7) bağıntıları ve Şekil 3.3, Şekil 3.4 ve Şekil 3.5 göz önünde bulundurularak aşağıdaki gibi dört farklı çalışma bölgesinde incelenebilir:

A-Senkronaltı motor çalışma ($1 \geq s \geq 0$): Sabit pozitif yük altında $V_r=0$ (bilezikler kısa devre) için $P_r=0$ ’dır. $\omega=\omega_c$ olup, senkron hızın altındadır. V_r ’nin pozitif olarak artırılması durumunda, P_r pozitif olarak artacağından çalışma hızı azalacaktır. Hava aralığı gücü P_a , sabit olduğundan P_r ’nin artışı, çıkış gücünü azaltacaktır. Böylece değişen kayma oranında hava aralığı gücünün bir kısmı ($s.P_a$) rotordan uzaklaştırılarak kaynağa geri verilir. Bu çalışma durumu statik Kramer sistemi gibi olup, kayma gücü rotor tarafı çeviricileri üzerinden kaynağa geri verilir. Eğer ($\omega_c < \omega < \omega_s$) aralığında hız denetimi yapılacaksa P_r ’nin negatif olması gerekir. Bunun için V_r bir besleme kaynağı gibi davranır. Yani negatif genlikte uygulanır. Rotor bakır kayıplarının bir kısmı hava aralığı gücünden, bir kısmı da V_r kaynağından karşılanır. Senkron hız noktasında çalışma için bileziklerden üzerinden rotora aktarılacak güç miktarı, rotor bakır kayıpları kadardır. Yani $P_r=-P_{rcu}$ kadar olup $\omega=\omega_s$ ’dir. Rotor sargılarından akan akımın frekansı sıfır olur. Hava aralığı gücü olduğu gibi mile aktarılır.

B-Senkronüstü motor çalışma ($s \leq 0$): Bu bölgede moment pozitif olduğundan hız denetiminde senkron hız noktasına kadar, V_r kaynağı rotor bakır kayıplarını karşılarken, V_r ’nin artan negatif genliği ile senkron hız noktasından sonra rotor aktarılan ek güç,

mekanik güce dönüştürülür. Hava aralığı gücü ($P_a = T_e \cdot \omega_s$) ve dışarıdan verilen ek güç $[T_e \cdot (\omega_r - \omega_s)]$ mile aktarılır.

C-Senkronaltı faydalı fren çalışma ($1 \geq s \geq 0$): Frenleme durumunda moment, fren gücü ve hava aralığı gücü negatiftir. Bununla birlikte hava aralığı gücü sürülen yük için hala sabit olup yük motoru sürdüğünden rotordan statora sağlanan güç de sabittir. Moment negatif olduğundan $V_r = 0$ ve $P_r = 0$ için çalışma hızı $\omega_r > \omega_s$ 'dir. Çalışma hızı senkron hızın altına çekilmek istenirse $V_r > 0$ olarak uygulanmalıdır. Ancak senkron hızın üstünde rotor akımları yön değiştirdiğinden P_r negatiftir. Mekanik güç ve hava aralığı gücü de negatif olduğundan V_r 'nin pozitif olarak artırılmasıyla P_r de negatif olarak artacak ve negatif mekanik güç azalacaktır. Sabit yük sürüşü için hız da azalacaktır. Senkron hıza gelindiğinde rotor da indüklenen gerilimler sıfır olduğundan rotor bakır kayıpları ve mekanik güç V_r kaynağı tarafından karşılanacaktır. Verilen negatif yük momentini karşılamak üzere rotor sargılarından negatif doğru akım akacaktır.

D-Senkronüstü faydalı fren çalışma ($s \leq 0$): Bu çalışma durumunda da hava aralığı gücü sabit ve negatif olup moment ve mekanik güç negatiftir. P_r 'nin sıfır olması durumunda çalışma hızı senkron hızın üstündedir $[(\omega_r = \omega_c) > \omega_s]$. Ancak ω_c den daha büyük hızlar için denetim yapılacaksa P_r pozitif olmalıdır. Rotor akımları negatif olduğundan V_r negatif uygulanmalıdır. Bilezikler üzerinden uygulanan gerilimin genliği artırılarak rotora aktarılan güç artırılır. Böylece mekanik güç artar. Verilen sabit yük için hız da artar. Bilezikler kısa devre iken gerçekleşen hızın altında ($\omega_c > \omega_r > \omega_s$) bir hız denetimi yapılacaksa, V_r pozitif uygulanmalıdır. Bu durumda P_r negatif olacak ve çıkış gücü azalacağından sürülen sabit yük için hız da azalacaktır. Senkron hız noktasında rotora bilezikler üzerinden aktarılan güç yine rotor bakır kayıplarını ve mekanik çıkış gücünü karşılamak durumundadır.

Özellikle bilezikli asenkron makineler rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemlerinde, düzensiz mekanik gücü sürüşlerine karşı, rotordan sistem desteklenerek değişken rüzgâr hızlarında sabit frekanslı sabit çıkış gücü üretebilmesi nedeniyle, tercih nedeni olmuştur. Azalan ya da artan mekanik giriş güçlerine karşılık bilezikler üzerinden güç alıp-vermekle stator çıkış gücü denetlenebilmektedir. Bu amaçla rotor sargılarına dışarıdan uygulanan gerilimin faz açısı değiştirilerek dolaylı olarak asenkron generatörün tepkin güç denetimi de yapılmaktadır.

Bütün bu uygulamalar için rotor tarafında kullanılacak çevirici güç oranları stator tarafından yapılacak denetimlerde kullanılan çeviricilere göre daha düşüktür. Çünkü bilezikler üzerinden yapılacak hız denetiminde elde edilecek en büyük kayma aralığı değeri oranında bir güçte çeviricilere gerek vardır. Örneğin hız denetim aralığı senkron altı ve senkron üstü bölgede en fazla %30 kaymaya izin veriyorsa, rotor tarafında kullanılacak çevirici güç oranı da stator tarafı çevirici gücünün %30'u kadardır. Aynı zamanda rotor tarafı çevirici frekans aralığı da ana frekansın %30'u kadardır [2,3,31,35,37,38].

4. BİLEZİKLİ ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ

4.1. Referans Eksen Sistemleri

Stator ve rotor sargılarının gerilim bağıntılarından hareketle; akı, akım ve moment denklemlerinin yazılarak sayısal çözümlemesi yapılması çoğunlukla deneysel çalışma öncesinde olası sonuçlar hakkında bilgi vermesinin yanında, yapılan matematiksel yaklaşımın ve deneysel sonuçların karşılaştırılmasında oldukça önemlidir. Sistemin, fiziksel davranışının benzetimini yapmak ya da bir algoritmaya dayanarak gerçek zamanda denetlenmesini sağlamak açısından matematiksel model gereklidir. Bu amaçla asenkron motora ilişkin dinamik denklemler doğrudan yazılabildiği gibi, eksen dönüşümleri yardımıyla bu dinamik denklemlerin daha kolay çözülebilir biçimde elde edilmesi mümkündür. Faz sayısının üçten ikiye indirilmesi ve zamana bağlı değişkenlerden kurtulmak için eksen dönüşümlerinin yapılması doğrusal dönüşümler olarak bilinir. Asenkron makinenin gerilim denklemlerinin hiçbir dönüşüm yapılmadan yazılması denklem sayısını artırmakla birlikte çözümü de zorlaştırır. Ancak doyum bölgesinde yapılan modellemelerde denklemlerin doğrudan yazılması ve çözülmesi tercih edilir.

Asenkron makine (ASM) gerilim denklemlerine uygulanan *faz indirgemesi* sonucunda, üç fazlı makine denklemleri, eşdeğer iki fazlı denklem sistemine indirgenir. Bu indirgeme sırasında, üç fazlı sistemden iki fazlı sisteme geçerken manyeto-motor kuvvet (*mmk*) ve *gücün* değişmediği kabul edilir. Yani, indirgeme sonucu elde edilen iki fazlı sistemle, eşdeğeri olduğu üç fazlı sistem *mmk* ve *güçler* bakımından birbirine eşittir. Eğer, indirgeme sırasında *mmk* ve *güçlerin* eşitliği dikkate alınmazsa, elde edilen eşdeğer sistemin davranışı, gerçek sistemin davranışını temsil etmez [7].

Faz indirgemesinden sonra uygulanacak ikinci indirgeme yöntemi olan eksen sistemleri arasındaki indirgeme (*komiütatör indirgemesi*) sayesinde, rotor ve stator parametreleri arasında rotor hareketinden dolayı var olan zamana bağımlı değişim ortadan kaldırılır. Böylece makine gerilim denklemleri, rotorun hareketinden bağımsız, sabit katsayılı denklemler haline gelir. Elde edilen yeni denklem sistemi sayesinde, ASM'nin dinamik davranışı doğru akım makinesinin dinamik davranışına benzer biçimde incelenebilir. Makinenin dinamik davranışını bu şekilde inceleyebilmek için, rotor ve stator parametrelerinden meydana gelen gerilim denklemlerini, seçilecek olan ortak referans

eksen sistemine indirgemek gerekir. Bu indirgeme işlemleri sonucunda elde edilen katsayılar matrisi, tamamen zamandan bağımsız, sabit katsayılardan meydana gelir [5-7].

Asenkron makine gibi düzgün hava aralığına sahip makinelerde indirgeme sırasında, referans eksenler farklı şekillerde seçilebilir. Bu seçimlerden birincisi, stator üzerine çakıştırılmış, duran referans eksen sistemi; ikincisi, hava aralığında döner alanla aynı hızda hareket eden, senkron hızlı referans eksen sistemi ve üçüncüsü de, rotor üzerinde rotorla aynı hızda hareket eden, rotor hızlı referans eksen sistemi seçilebilir.

Referans eksen sistemlerinin seçilmesinde, davranışı incelenecek makinenin çalışma şartları belirleyici olur. Yapılan dönüşümde seçilen eksen sisteminin hızı ω olmak üzere:

- a. $\omega = 0$ seçildiğinde; referans eksen sistemi stator üzerinde “duran eksen sistemi”;
- b. $\omega = \omega_r$ seçildiğinde; referans eksen sistemi rotor üzerinde “rotor hızıyla dönen eksen sistemi”;
- c. $\omega = \omega_s$ seçildiğinde; referans eksen sistemi döner alan üzerinde “senkron hızla dönen eksen sistemi”; seçilmiş olur.

Referans eksen sistemlerinin seçilmesinde, makinenin çalışma şartları göz önünde bulundurulur. Genellikle:

a. Statora uygulanan gerilimlerin dengesiz, rotora uygulanan gerilimlerin dengeli veya bileziklerin kısa devre olduğu çalışma şartlarının inceleneceği durumlarda, referans eksen sistemi olarak duran eksen sistemi seçilir ($\omega = 0$).

b. Rotor sargılarına uygulanan gerilimlerin dengesiz, stator sargılarına uygulanan gerilimlerin dengeli olduğu çalışma şartlarının incelemesinde, referans eksen sistemi olarak, rotor hızıyla hareket eden eksen sistemi tercih edilir ($\omega = \omega_r$).

c. Stator ve rotor tarafı için dengeli durumlar söz konusu olduğunda, referans eksen sistemi olarak, döner alan üzerinde senkron hızla hareket eden eksen sistemi, seçilmelidir ($\omega = \omega_s$).

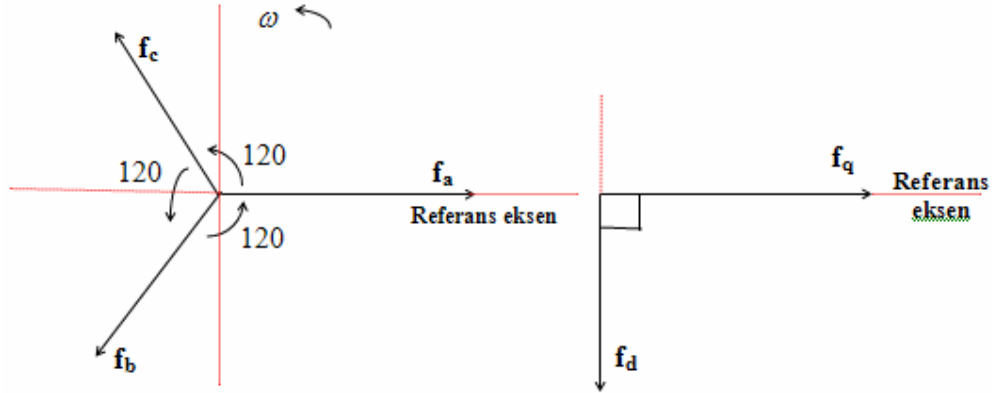
Üç fazlı asenkron makinenin matematiksel modeli oluşturulurken aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır:

- Stator sargıları stator çevresinde düzgün olarak dağıtılmış ve hava aralığı akısı sinüzoidaldir.
- Hava aralığı rotor çevresi boyunca düzgündür.
- Manyetik çekirdeğin geçirgenliği sonsuzdur.

- Manyetik doyma, histerisiz ve girdap akımının etkileri göz ardı edilmiştir.
- Stator ve rotor sargıları bakır dirençlerinin hesabında akım yığılması (deri olayı) göz ardı edilmiştir.
- Rotor sargıları rotor çevresine düzgün dağıtılmıştır.

4.2. Üç Fazdan İki Faza Dönüşüm Modeli

Üç fazlı asenkron makine gerilim denklemleri, eşdeğeri olan iki fazlı dq eksen sistemine, faz indirgemesi kullanılarak, dönüştürülür. Elde edilen iki fazlı model dengeli durumların incelemesinde etkisi olmayan sıfır bileşenlerini de içerir. Ancak makinedeki dengesiz durumların incelenmesinde sıfırdan farklı değerler üretir. İndirgeme sonucunda elde edilen eşdeğer iki fazlı sistemin mmk ve $gücü$, gerçek sisteme eşit olacak şekilde indirgeme yapılır. Şekil4.1’de indirgemeye ilişkin üç faz sistemden iki faza geçiş için mmk vektörleri gösterilmiştir. İndirgmeden önce üç fazlı abc sisteminin meydana getirdiği mmk , indirgeme sonucu elde edilen eşdeğer iki fazlı dq eksen sisteminin oluşturacağı mmk ’ya eşit olacaktır. İki fazlı sistemde fazların sarım sayısı, üç fazdaki sarım sayısının faz başına (3/2) katıdır.



Şekil 4.1. Üç fazlı sistemden (abc), iki fazlı dq sistemine dönüşüm vektörleri

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(-2\pi/3) & \cos(2\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Bu denklem sistemiyle ifade edilen mmk 'lar, dönüşüm sonucu elde edilen eşdeğer sargılardan akan i_q ve i_d akımları tarafından oluşturulur. Bu akımların abc sistemindeki akımlar cinsinden karşılıkları (4.2), gerilim vektörleri ise (4.3) matris bağıntısıyla verilebilir.

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(-2\pi/3) & \cos(2\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(-2\pi/3) & \cos(2\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

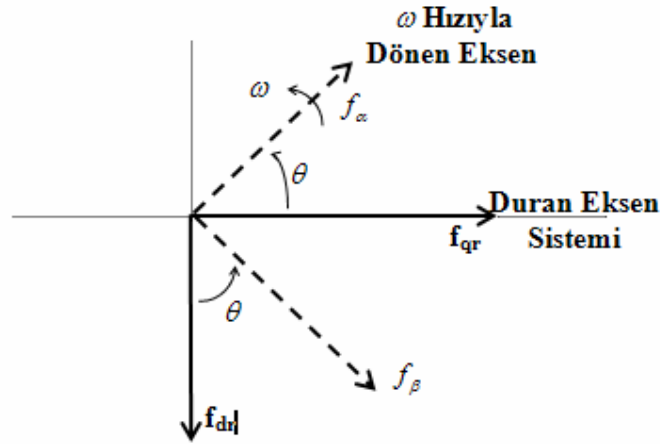
Üç fazdan iki faza dönüşüm matrisi F ile gösterilirse;

$$F = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(-2\pi/3) & \cos(2\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

biçimde bir dönüşüm matrisi elde edilir. dq eksen sistemi de stator a fazına çakıştırıldığından eksenler arası açı sıfır seçilmiş olur. Aksi halde eksen sistemleri arasındaki konum farkı açısal olarak F matrisinde sinüs ve cosinüs değerlerine ayrı ayrı eklenmelidir. Faz dönüşüm matrisi stator ve rotor sargıları için sadece indis farkıyla benzer şekilde yazılır. Stator için “ s ” indisi, rotor için “ r ” indisi kullanılacaktır.

4.3. Eksen Sistemleri Arasında Dönüşüm

Üç fazdan iki faza dönüşüm matrisi (F) kullanılarak, statorun duran üç fazı yine statora göre duran iki faza, benzer şekilde rotorun dönen üç fazı da, rotorla beraber dönen iki faza indirgenir. Rotora ait üç fazlı abc eksenleriyle, indirgenen iki faz eksenini, rotorla birlikte döndüklerinden birbirlerine göre duran eksen takımı oluştururlar. Faz indirgenmesi kullanılarak rotorla beraber hareket eden eşdeğer iki faz eksenini, statora göre duran eksen takımına dönüştürülemez. Bu nedenle, stator a faz eksenini referans alınarak, rotorun iki faza indirgenmiş rotorla beraber dönen α - β eksen takımını, statora göre duran, dq eksen takımına *komütatör indirgeme* yöntemiyle dönüştürülür. Böylece stator ve rotor arasındaki ortak endüktans katsayılarında, rotor hareketine bağımlılıktan dolayı meydana gelen değişim ortadan kaldırılmış olur. İki fazlı eksen sistemleri arasında yapılan bu indirgemeyle, stator ve rotor parametreleri, referans seçilen ortak eksen sisteminde ifade edilir. Dolayısıyla makineye ait denklem sisteminin çözümünü kolaylaştıran zamandan bağımsız sabit katsayılı denklem sistemi elde edilir.



Şekil 4.2. ω hızı ile dönen α β eksen sistemine geçiş

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Duran eksen sisteminden dönen eksen sistemine indirgemeyi sağlayan, indirgeme matrisini T ile gösterelim.

$$T = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Benzer şekilde, dönen eksen sisteminden duran eksen sistemine indirgeme için T matrisinin tersi kullanılarak yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Faz indirgemesi ve eksen sistemleri arasındaki indirgeme birleştirilerek bir arada gösterilirse; stator ve rotora ait üç fazlı abc denklemlerini eşdeğeri olan iki fazlı ω hızıyla dönen, $\alpha\beta$ eksen sisteminde,

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha\beta 0s} \end{bmatrix} = [T][F][i_{abc}] \quad (4.8)$$

olmak üzere;

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \\ f_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(-2\pi/3) & \cos(2\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \\ f_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

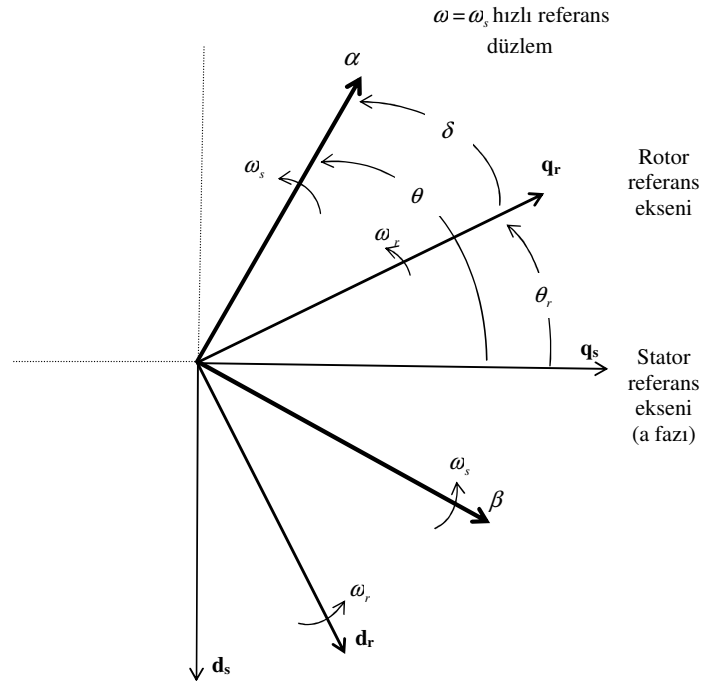
TF matrisi, T ile F matrisinin çarpımından elde edilen matris olup, doğrudan doğruya, statorun duran üç fazlı abc eksen sisteminden, ω hızıyla dönen iki fazlı $\alpha\beta$ eksen sistemine indirgeme sağlanır.

$$TF=2/3 \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta-2\pi/3) & \sin(\theta+2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Aynı indirgeme işlemleri üç fazlı rotor büyüklükleri için de uygulanabilir. Rotor sargılarının statora göre konumu nedeniyle indirgeme yapılacak referans eksen sistemiyle rotor üç faz eksen sistemi arasındaki açı δ olmak üzere ($\delta = \theta - \theta_r$);

$$\begin{bmatrix} f_{ar} \\ f_{br} \\ f_{or} \end{bmatrix} = 2/3 \begin{bmatrix} \cos\delta & \cos(\delta-2\pi/3) & \cos(\delta+2\pi/3) \\ \sin\delta & \sin(\delta-2\pi/3) & \sin(\delta+2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

biçiminde yazılabilir. Yazılan matris bağıntılar için Şekil 4.3’de referans düzlemler gösterilmiştir. Burada ω , rasgele seçilen bir hız olup, eksen sistemini de “**rasgele eksen sistemi**” olarak adlandırır.



Şekil 4.3. Eksen sistemi hızının senkron hız seçildiği $\alpha\beta$ eksen sistemi

Stator sargılarına çakıştırılmış olan dq_s düzlemi stator sargıları iki faz eşdeğeri olup statora göre durağandır. Rotor sargıları rotor hızıyla döndüğünden dq_r düzlemi rotorla birlikte döner. Rasgele eksen sistem hızının senkron hız seçildiği referans düzlem Şekil 4.3’de gösterilmiştir.

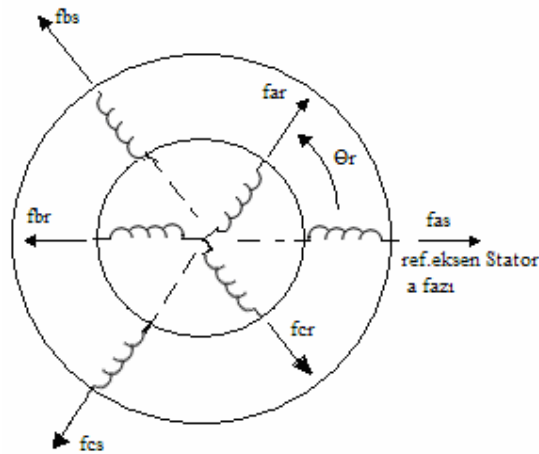
4.4. Rasgele Eksen Sisteminde Asenkron Makine Gerilim Denklemleri

Stator sargıları, uygulanan sinüzoidal gerilimlerle, sinüzoidal mmk’lar üretecek şekilde, 120° lik açılarla yerleştirilmiş üç özdeş sargıdan meydana gelmiştir. Faz başına sarım sayıları N_s ’dir. Benzer şekilde, rotor sargıları da stator sargılarında olduğu gibi özdeş ve 120° ’lik açıyla yerleştirilen üç faz sargısından meydana gelmiştir (Şekil 4.4). Faz başına sarım sayıları N_r ’dir. Stator ve rotor sargılarının makine parametrelerine bağlı birleşik gerilim denklemi;

$$V_{abcs} = R_s i_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (4.13)$$

$$V_{abcr} = R_r i_{abcr} + p \lambda_{abcr} \quad (4.14)$$

biçiminde olup bağıntılarında yer alan p, türev operatörüdür ($p=d/dt$).



Şekil 4.4. Bilezikli asenkron makinenin mmk vektörleri

Aynı zamanda (4.13) ve (4.14) bağıntılarında işlevsel olarak;

$$(f_{abcs})^T = [f_{as} f_{bs} f_{cs}] \quad (4.15)$$

$$(f_{abcr})^T = [f_{ar} f_{br} f_{cr}] \quad (4.16)$$

biçiminde tanımlanabilir. Eşitliklerde yer alan s indisi, stator devresine ait büyüklükleri, r indisi rotor devresine ait büyüklükleri gösterir. Burada R_s ve R_r direnç matrisleri olup, stator ve rotor sargılarının bakır dirençlerini gösteren köşegen matrislerdir. Gerilim eşitliklerinde yer alan akı bağıntıları ise aşağıdaki gibi yazılır:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Stator ve rotor sargıları için endüktans matrisleri ve stator-rotor arasındaki ortak endüktans matrisi açık şekilde aşağıda verilmiştir.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Burada L_{ls} ve L_{ms} , stator faz sargılarının kaçak ve mıknatıslanma endüktans katsayıları olup, benzer şekilde L_{lr} ve L_{mr} rotor faz sargılarına ait kaçak ve mıknatıslanma endüktanslarıdır. L_{sr} ise, stator-rotor arasındaki ortak endüktans katsayısıdır.

Rotor tarafı parametreleri, aynı eşdeğer devre düzleminde hesap kolaylığı sağlamak amacıyla, stator/rotor sargı oranından faydalanarak aşağıdaki gibi stator tarafına indirgenir:

$$i'_{abcr} = \frac{N_r}{N_s} i_{abcr} \quad (4.21)$$

$$v'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} v_{abcr} \quad (4.22)$$

$$\lambda'_{abcr} = \frac{N_r}{N_s} \lambda_{abcr} \quad (4.23)$$

Mıknatıslanma ve ortak endüktanslar aynı manyetik akı yolunu paylaşır. Bunlar; L_{ms} , L_{mr} , L_{sr} ile gösterilirler ve aşağıdaki gibi tanımlanırlar.

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} \quad (4.24)$$

olmak üzere;

$$[L'_{sr}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

biçiminde bir matris olup L_{mr} ve L'_r endüktanslarına ilişkin indirgeme eşitlikleri aşağıda verilmiştir.

$$L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} \quad (4.26)$$

$$L'_r = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_r \quad (4.27)$$

Rotor sargıları endüktans matrisi, kaçak ve mıknatıslanma endüktanslarından oluştuğundan, (4.29) numaralı eşitlikte matris biçiminde yazılabilir. Bu matriste;

$$L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{lr} \quad (4.28)$$

$$[L'_r] = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L'_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L'_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

olarak tanımlanmıştır. Statora indirgenmiş akı bağıntıları;

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ (L'_{sr})^T & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

biçiminde olup asenkron makinenin gerilim bağıntıları, rotor parametrelerinin statora indirgenmiş haliyle yeniden yazılırsa;

$$\begin{bmatrix} v_{abcs} \\ v'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pL'_{sr} \\ p(L'_{sr})^T & R'_r + pL'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

olup, matris elemanları da birer matristir. Statora indirgenmiş rotor sargıları direnci köşegen matrisi de benzer biçimde;

$$R'_r = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 R_r \quad (4.32)$$

olarak tanımlanan köşegen matristir.

(4.17)-(4.30) bağıntılarıyla yapılan tanımlamalarla , (4.31) numaralı asenkron makine gerilim matrisi doğrudan yazılmıştır. Rasgele eksen sisteminde bu gerilim eşitliklerinin

yazılması için eksen sistemleri arasında dönüşüm yapılmalıdır. Bu amaçla stator sargıları için Şekil göz önüne alınarak, stator gerilim bağıntıları yeniden düzenlenir.

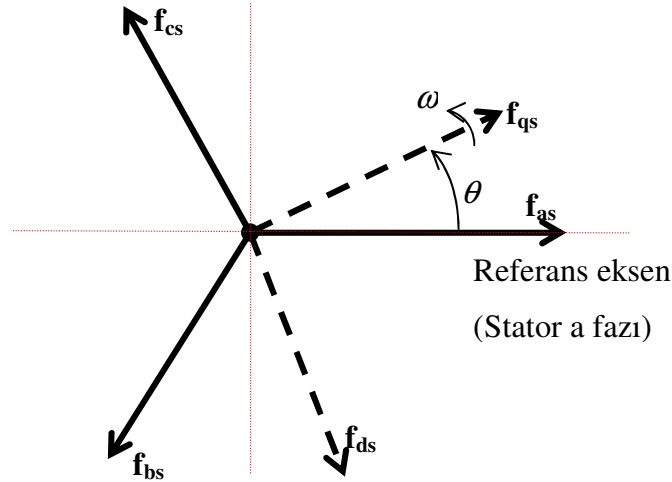
$$f_{qd0s} = K_s f_{abcs} \quad (4.33)$$

olmak üzere, burada dq_s eksen sistemi, statora göre ω hızıyla dönmektedir. (4.33) bağıntısında yer alan K_s , statora ilişkin eksen sistemleri arasındaki dönüşüm matrisi olup,

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

eksen sistemleri arasındaki konum değişimi ise aşağıdaki gibi tanımlanır. dq_s eksen sisteminden üç fazlı sisteme (abc_s) geçmek için de K_s matrisinin tersi kullanılır.

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (4.35)$$



Şekil 4.5. ω Referans hızlı eksen dönüşümü için stator mmk vektörleri

$$(\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Rotor parametrelerinin ω referans hızlı eksen sistemine dönüşümünde rotor sargılarının da ω_r hızıyla hareket ettiği göz önünde bulundurularak, statora indirgenmiş rotor parametreleri ile, f akım-gerilim fonksiyonları sütun vektör matrisleri olmak üzere;

$$\mathbf{f}'_{qd0s} = \mathbf{K}_r \mathbf{f}'_{abcr} \quad (4.37)$$

yazılabilir. Burada \mathbf{K}_r matrisi stator eksen dönüşümü matrisinden farklı olarak, rotor sargıları abc_r eksenini ile ω referans hızlı dq_s eksen sistemi arasındaki açısal konum değişimlerinin farkını içeren terimlerden oluşur. Eksen sistemleri arasındaki açısal konum değişimi farkı, $\delta = \theta - \theta_r$ için \mathbf{K}_r matrisi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\mathbf{K}_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ \sin(\delta) & \sin(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Eksen sistemleri arasında ters dönüşüm için, \mathbf{K}_r matrisinin tersi kullanılır.

$$(\mathbf{K}_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) & 1 \\ \cos(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\delta + 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

İndirgeme yöntemleri kullanılarak, asenkron makine stator ve rotor gerilim bağıntıları, ω hızıyla hareket eden ortak referans eksen sisteminde yeniden düzenlenirse;

$$v_{qd0s} = R_s i_{qd0s} + \omega \lambda_{dqs} + p \lambda_{qd0s} \quad (4.40)$$

$$v'_{qd0r} = R'_r i'_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dqs} + p \lambda'_{qd0r} \quad (4.41)$$

bu denklemlerde yer alan λ_{dqs} ve λ'_{dqr} akıların sıfır bileşenini içermeyen vektörler olup;

$$(\lambda_{dqs})^T = [\lambda_{ds} \quad \lambda_{qs} \quad 0] \quad (4.42)$$

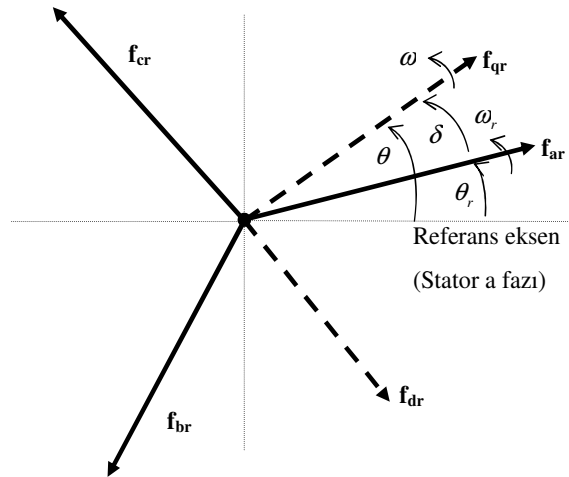
$$(\lambda'_{dqr})^T = [\lambda'_{dr} \quad \lambda'_{qr} \quad 0] \quad (4.43)$$

olarak tanımlanır. Statora indirgenmiş akı denklemleri;

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s L_s (K_s)^{-1} & K_s L'_{sr} (K_r)^{-1} \\ K_r (L'_{sr})^T (K_s)^{-1} & K_r L (K_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i'_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

biçiminde olup, akı matrisi içindeki matris elemanlar aşağıdaki gibi yazılarak sadeleştirilir. K_s ve K_r dönüşüm matrisleri (4.34), (4.38) bağıntılarında tanımlanmıştır.

$$K_s L_s (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (4.45)$$



Şekil 4.6. ω Referans hızlı eksen dönüşümü için rotor *mmk* vektörleri

$$\mathbf{K}_r \mathbf{L}'_r (\mathbf{K}_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \dot{L}_{lr} + M & 0 & 0 \\ 0 & \dot{L}_{lr} + M & 0 \\ 0 & 0 & \dot{L}_{ls} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$\mathbf{K}_s \mathbf{L}'_{sr} (\mathbf{K}_r)^{-1} = \mathbf{K}_r (\mathbf{L}'_{sr})^T (\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

biçiminde olup, (4.45)–(4.47) matris bağıntılarında $M = (3/2)L_{ms}$ olarak tanımlanmıştır. (4.42)–(4.47) bağıntıları göz önüne alınarak (4.40), (4.41) gerilim eşitlikleri yeniden yazılabilir:

$$\begin{aligned} v_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \\ v_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \\ v_{0s} &= R_s i_{0s} + p \lambda_{0s} \end{aligned} \quad (4.48)$$

$$\begin{aligned} v'_{qr} &= R'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \\ v'_{dr} &= R'_r i'_{dr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \\ v'_{0r} &= R'_r i'_{0r} + p \lambda'_{0r} \end{aligned} \quad (4.49)$$

(4.45)–(4.47) matris bağıntıları (4.44) akı matrisinde yerine yazılırsa aşağıdaki yeni akı bağıntıları daha açık olarak elde edilir.

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + M (i_{qs} + i'_{qr}) \\ \lambda_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + M (i_{ds} + i'_{dr}) \\ \lambda_{0s} &= L_{ls} i_{0s} \end{aligned} \quad (4.50)$$

$$\begin{aligned} \lambda'_{qr} &= \dot{L}_{lr} i'_{qr} + M (i_{qs} + i'_{qr}) \\ \lambda'_{dr} &= \dot{L}_{lr} i'_{dr} + M (i_{ds} + i'_{dr}) \\ \lambda'_{0r} &= \dot{L}_{lr} i'_{0r} \end{aligned} \quad (4.51)$$

Genellikle güç sistemi modellemelerinde; gerilim, akı, moment ve güç bağıntılarında yer alan sistem parametreleri *ohm* cinsinden veya *per-unit* (seçilen baz değere bağlı olarak birim değer) cinsinden tanımlanır. Bu nedenle daha önceden tanımlanan gerilim ve akı denklemlerinde mevcut olan endüktans katsayıları yerine, ω_b baz frekansındaki endüktif reaktans değerleri kullanılır. Böylece rasgele eksen sistemin hızı senkron hızdan farklı seçilmesinde durumunda reaktansların yazıldığı senkron hız empedansları baz hıza oranlanarak gerekli doğrulama da yapılmış olmaktadır. Buna göre (4.48), (4.49) numaralı gerilim ve akı bağıntıları birim-değer cinsinden baz frekansa göre yeniden düzenlenirse;

$$\begin{aligned} v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \varphi_{ds} + \frac{p}{\omega_b} \varphi_{qs} \\ v_{ds} &= R_s i_{ds} - \frac{\omega}{\omega_b} \varphi_{qs} + \frac{p}{\omega_b} \varphi_{ds} \end{aligned} \quad (4.52)$$

$$\begin{aligned} v_{0s} &= R_s i_{0s} + \frac{p}{\omega_b} \varphi_{0s} \\ v'_{qr} &= R'_r i'_{qr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \varphi'_{dr} + \frac{p}{\omega_b} \varphi'_{qr} \\ v'_{dr} &= R'_r i'_{dr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \varphi'_{qr} + \frac{p}{\omega_b} \varphi'_{dr} \\ v'_{0r} &= R'_r i'_{0r} + \frac{p}{\omega_b} \varphi'_{0r} \end{aligned} \quad (4.53)$$

biçiminde elde edilir. Burada ω_b , endüktif reaktansların hesaplandığı ve baz olarak seçilen açısal hız değeri olup senkron açısal hıza eşit seçildiğinde rasgele eksen sistemi hızı da oranlanmış olmaktadır. Rasgele eksen sistemi hızı da senkron hız seçilmesi durumunda bu oran 1(bir) olacaktır. Benzer şekilde, (4.49), (4.50) numaralı akı denklemleri de yeniden düzenlenebilir:

$$\begin{aligned} \varphi_{qs} &= X_{ls} i_{qs} + X_M (i_{qs} + i'_{qr}) \\ \varphi_{ds} &= X_{ls} i_{ds} + X_M (i_{ds} + i'_{dr}) \\ \varphi_{0s} &= X_{ls} i_{0s} \end{aligned} \quad (4.54)$$

$$\begin{aligned}
\dot{\varphi}_{qr} &= X'_{lr} \dot{i}_{qr} + X_M (\dot{i}_{qs} + \dot{i}_{qr}) \\
\dot{\varphi}_{dr} &= X'_{lr} \dot{i}_{dr} + X_M (\dot{i}_{ds} + \dot{i}_{dr}) \\
\dot{\varphi}_{or} &= X'_{lr} \dot{i}_{or}
\end{aligned} \tag{4.55}$$

Gerilim denklemlerinde durum değişkeni olarak görünen akıların akımlara bağlı olduğu göz önüne alınırsa, gerilim denklemlerinin akımlara bağlı matris biçimi de elde edilebilir.

$$X_{ss} = X_{ls} + X_M \tag{4.56}$$

$$X'_{rr} = X'_{lr} + X_M \tag{4.57}$$

$$D = X_{ss} X'_{rr} + X_M^2 \tag{4.58}$$

Tanımlamaları göz önünde bulundurularak;

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{qs} \\ \dot{\varphi}_{ds} \\ \dot{\varphi}_{0s} \\ \dot{\varphi}'_{dq} \\ \dot{\varphi}'_{ds} \\ \dot{\varphi}'_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 & 0 \\ 0 & X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 \\ 0 & 0 & X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ X_M & 0 & 0 & X'_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & X_M & 0 & 0 & X'_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & X'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{0s} \\ \dot{i}'_{qr} \\ \dot{i}'_{dr} \\ \dot{i}'_{or} \end{bmatrix} \tag{4.59}$$

yazılırsa;

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{p}{\omega_b} & \frac{\omega}{\omega_b} X_{ss} & 0 & \frac{p}{\omega_b} X_M & \frac{\omega}{\omega_b} X_M & 0 \\ -\frac{\omega}{\omega_b} X_{ss} & R_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ss} & 0 & -\frac{\omega}{\omega_b} X_M & \frac{p}{\omega_b} X_M & 0 \\ 0 & 0 & R_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{p}{\omega_b} X_M & (\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X_M & 0 & R'_r + \frac{p}{\omega_b} X'_{rr} & (\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X'_{rr} & 0 \\ -(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X_M & \frac{p}{\omega_b} X_M & 0 & -(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X'_{rr} & R'_r + (\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X'_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R'_r + \frac{p}{\omega_b} X'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{0s} \\ \dot{i}'_{qr} \\ \dot{i}'_{dr} \\ \dot{i}'_{or} \end{bmatrix} \tag{4.60}$$

elde edilir. Akılara bağlı gerilim bağıntı matrisi yazılmak istenirse, akımlar yeniden akıların akımlara bağlı matris bağıntısı kullanılır. Bu durumda;

$$\begin{bmatrix} \dot{i}'_{qs} \\ \dot{i}'_{ds} \\ \dot{i}'_{0s} \\ \dot{i}'_{qr} \\ \dot{i}'_{dr} \\ \dot{i}'_{0r} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} X'_{rr} & 0 & 0 & -X_M & 0 & 0 \\ 0 & X'_{rr} & 0 & 0 & -X_M & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{X'_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D}{X'_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{ds} \\ \varphi_{0s} \\ \varphi'_{dq} \\ \varphi'_{ds} \\ \varphi'_{0s} \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

(4.61) matrisi (4.60) için yeniden düzenlenirse aşağıdaki (4.62) gerilim matrisi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v'_{qs} \\ v'_{ds} \\ v'_{0s} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{p}{\omega_b} & \frac{\omega}{\omega_b} X_{ss} & 0 & \frac{p}{\omega_b} X_M & \frac{\omega}{\omega_b} X_M & 0 \\ -\frac{\omega}{\omega_b} X_{ss} & R_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ss} & 0 & -\frac{\omega}{\omega_b} X_M & \frac{p}{\omega_b} X_M & 0 \\ 0 & 0 & R_s + \frac{p}{\omega_b} X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{p}{\omega_b} X_M & (\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X_M & 0 & R_r + \frac{p}{\omega_b} X'_{rr} & (\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X'_{rr} & 0 \\ -(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X_M & \frac{p}{\omega_b} X_M & 0 & -(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X'_{rr} & R_r + (\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}) X'_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r + \frac{p}{\omega_b} X'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{ds} \\ \varphi_{0s} \\ \varphi'_{dq} \\ \varphi'_{ds} \\ \varphi'_{0s} \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

Yukarıda verilen gerilim matrisinde dengeli çalışma durumu için sıfır bileşenleri yazılmazsa sistem 4x4 boyutlu bir matristen ibaret olacaktır [7,37,38].

4.5. Rasgele Eksen Sisteminde Moment Bağıntısı

Üç fazlı asenkron makinenin statora indirgenmiş abc parametrelerine bağlı üretilen moment bağıntısı;

$$T_e = \left(\frac{p}{2}\right) (i'_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] i'_{abcr} \quad (4.63)$$

Biçiminde olup, rasgele eksen sisteminde yazılan makine parametrelerinin ürettiği moment bağıntısı için daha önce kullanılan stator ve rotor eksenlerinin dönüşüm matrisleri K_s ve K_r kullanılırsa, üretilen moment bağıntısı (4.64) ile tanımlanabilir:

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \left[(K_s)^{-1} i_{qd0s} \right]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \left[L'_{sr} \right] (K_r)^{-1} i'_{qdr} \quad (4.64)$$

Moment bağıntısı referans seçilen eksen sistemine ait akımlar cinsinden yazıldığında,

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (174)$$

biçiminde akımlara bağlı elde edilir. T_e momentinin rotor akılarına bağlı olarak yazılması durumunda (4.66) bağıntısı elde edilir. Alan yönlendirme denetimli sistemlerde seçilen akı tabanına göre stator akılarına bağlı olarak da yazılabilir (4.67).

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{ds} i'_{qr}) \quad (4.66)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (4.67)$$

Moment bağıntısı da seçilen baz açısız hıza göre yazılmış reaktanslar ve akılara bağlı olarak genel biçimde aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{X_M}{D\omega_b} (\varphi_{qs} \varphi'_{dr} - \varphi'_{qr} \varphi_{ds}) \quad (4.68)$$

Burada D, daha önce (4.58) bağıntısıyla tanımlanmıştı.

Elde edilen durum bağıntıları, dengeli çalışma şartlarında rotor konumunun açısız değişimini de içeren toplam 5x5 boyutlu diferansiyel denklem takımındır [7,29,30]. Rotor açısız hız değişimi bağıntısı da makinenin hareket denklemi ile tanımlanır(4.69).

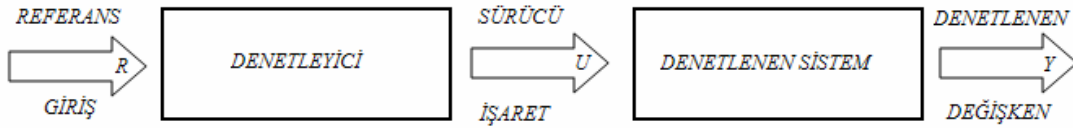
$$T_e - T_L = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (4.69)$$

5. DENETLEYİCİ SİSTEM MODELLERİ

5.1. Amaç ve Genel İlkeler

Son yıllarda, çağdaş uygarlığın ve teknolojinin gelişmesiyle birlikte denetim sistemlerinin önemi gittikçe artmaya başlamıştır. Uygulamada günlük etkinliklerimizin her yönü bu tür denetim sistemleriyle etkilenmektedir. Denetim sistemleri üretilen ürünlerin kalite standartlarına uygunluğunun sağlanmasında, otomatik montaj hatlarında, makine ve robotik sistem denetiminde, silah ve uzay teknolojilerinde ve birçok sektörde yaygın olarak kullanılmakta ve kullanılan sistem çıkışını daha elverişli duruma getirmektedir.

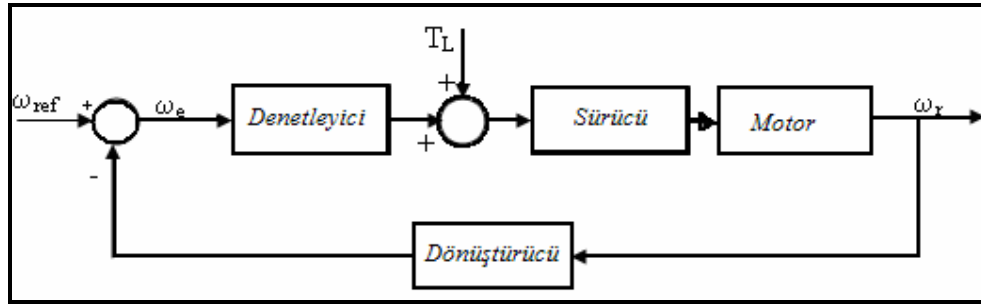
Bir denetim modelinde yapılacak denetimin amacı, sistem öğeleri ve denetlenen sistem çıkışı, tasarlanan denetleyicide önemlidir. Amaçlar sistem girişini oluştururken, denetlenen değişkenler ise sistem çıkışını etkiler. Sistem çıkışının, önceden belirlenen standartlara göre davranması ya da çıkıştan alınan geri besleme işaret örneği ile istenen davranışı göstermesi sağlanabilir. Bunlar sırasıyla “açık çevrim denetim sistemleri” ve “kapalı çevrim denetim sistemleri” olarak iki başlık altında toplanabilir.



Şekil 5.1. Açık çevrimli denetim sistemi elemanları

Açık çevrimli denetim sistemlerinde önceden belirlenen sistem çıkışı standartlarına göre denetleyici tasarlanır. Sistemde beklenmedik bozucu girişler meydana geldiğinde, çıkışta karasızlıklar görülebilmektedir. Çok karmaşık olmayan ve sistem girdilerinin daha net olduğu durumlarda, kolay ve ucuz olması nedeniyle endüstride tercih edilmiştir. Basit uygulamalarda bir işlemsel yükselteç ve pasif süzgeç elemanları ile tasarlanabilen bu denetleyici modeli, biraz daha karmaşık durumlar için bir mikrodenetleyici ile de gerçekleştirilebilir. Ancak her iki durumda da açık çevrimli denetleyiciler, sistem çıkışından geri bildirim almadıklarından sürücü işaretle yeni düzenlemeler yapamazlar. Açık çevrimli denetim sistemine ilişkin ilkesel bir model Şekil 5.1’de verilmiştir.

Kapalı çevrimli denetim sistemlerinde ise, denetlenen değişken, çıkışta örneklenerek, yeni sürücü işaretlerinin üretilmesi için denetleyiciye geri bildirim verir. Bu yüzden bu tür denetim sistemlerine “**geri beslemeli denetim sistemleri**” de denir. Şekil 5.2’de geri besleme işareti bir dönüştürücü ile örneklenerek referans giriş işareti karşılaştırılır. Fark işareti hata olarak değerlendirilip, bu hatanın en küçük yapılmasını amaçlayan yeni sürücü işareti değişen T_L değerleri için her seferinde yeniden düzenlenir. Böylece sistem davranışı bozucu etkilere ya da değişen uygulama şartlarına göre istenen referans düzeyde tutulmaya çalışılır. Denetim sistemlerinde giriş etkisi ve çıkış tepkisi arasında yazılacak birleşik bağıntıya transfer fonksiyonu denir. Tasarlanan denetim sisteminin kararlılığı incelenirken etki fonksiyonları değiştirilerek çıkış tepkisi istenen denetim düzeyi için denetleyici ayarları yapılır.



Şekil 5.2. Kapalı çevrimli bir hız denetim sisteminin ilkesel modeli

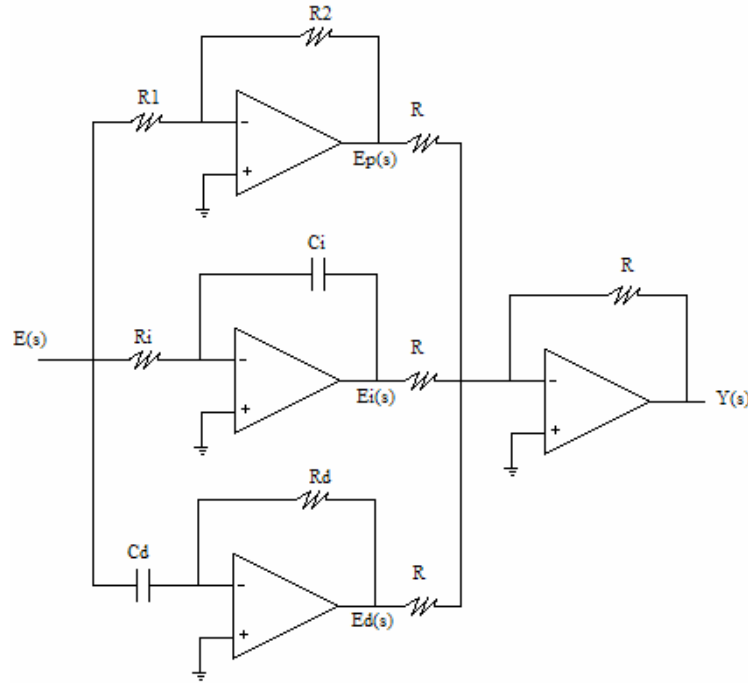
Geri beslemeli denetim türleri amaca bağlı olarak farklı şekilde sınıflandırılabilir. Tasarım ve inceleme yöntemleri açısından; doğrusal ve doğrusal olmayan, zamanla değişen veya değişmeyen sistemler olarak sınıflandırılırken, sistemde kullanılan işaret türleri açısından; sürekli verili ve ayırık verili veya modüle edilmiş ve modüle edilmemiş sistemler olarak ayrılabilir. Ancak denetim sistemleri genellikle ana amaç doğrultusunda sınıflandırılır. Bunlar, konum denetim sistemi veya hız denetim sistemi gibi amaç isimleriyle nitelendirilirler [54].

Kapalı çevrimli denetim sistemlerinde geleneksel en yaygın kullanılan yöntem PID (oransal-integral-türevsel) denetleyici modelidir. Ancak gelişen mikroişlemci teknolojisi ile bulanık mantık, yapay sinir ağı, sinirsel bulanık mantık, genetik algoritmali denetleyici modelleri geleneksel PID denetleyicilerle birlikte ya da PID olmadan sistem karmaşıklığına göre uyarlamalı (adaptif) olarak kullanılmaktadır. Denetlenecek sistemin

tam bir matematiksel modelinin oluşturulamadığı durumlarda tek başına PID denetim yetersiz kalmaktadır.

5.2. PID Denetim Modeli

Bir denetim işleminde, gerçek çıkış işareti istenen çıkış işareti ile karşılaştırılarak, elde edilen hata değerinin belli bir oranı denetleyici çıkışına aktarılıyorsa, bu yöntem oransal denetim (proportional, P) denir. Hata işareti denetleyicinin giriş işareti olduğundan, bu işaretin integralinden (integral, I) ya da türevinden (derivative, D) yararlanılarak elde edilen model oransal denetime eklenebilir (PID).



Şekil 5.3. İşlemsel yükselteçler ile PID tasarımının gerçekleştirilmesi

Denetlenen sistemin yapısına göre tek başına PI ya da PD tasarımı yapılabilir. Oransal (P) denetimde K_p kazançlı basit bir işlemsel yükselteç kullanmak yeterli olmasına rağmen, PID denetimde, hata işaretini kuvvetlendiren ya da zayıflatan, türevini ve/veya integralini alan, toplama ve çıkarma işlemleri yapan devre elemanlarıyla tasarlanmış sürekli bir denetleyici model göz önüne alınır. Böyle bir devre modeli (P+I+D) biçimli bir bağlantı

yapısı için Şekil 5.3’de verilmiştir. $Y(s)$ çıkış, $R(s)$ referans giriş ve $E(s)=R(s)-Y(s)$ hata işareti olup denetleyici girişidir.

$$\text{Oransal kazanç: } \frac{Ep(s)}{E(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5.1)$$

$$\text{Integral kazanç: } \frac{Ei(s)}{E(s)} = -\frac{1}{R_i \cdot C_i \cdot s} \quad (5.2)$$

$$\text{Türevsel kazanç: } \frac{Ed(s)}{E(s)} = -R_d \cdot C_d \cdot s \quad (5.3)$$

$$Y(s) = -[Ep(s) + Ei(s) + Ed(s)] \quad (5.4)$$

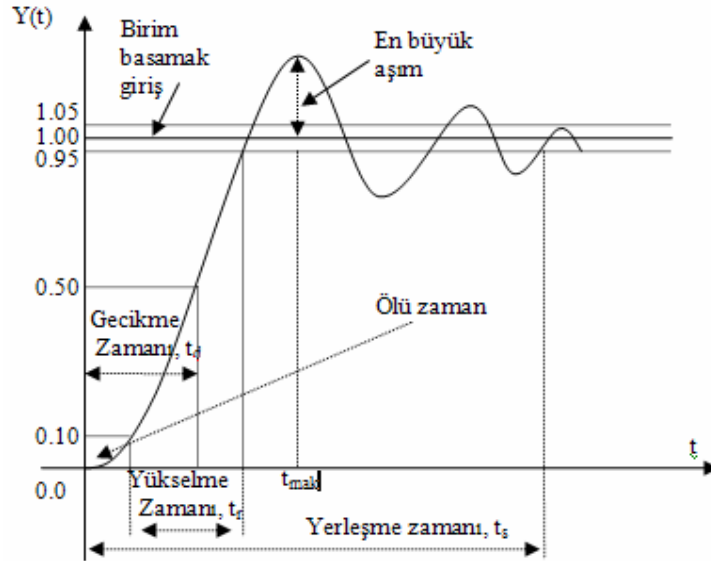
olmak üzere, PID tasarımın transfer fonksiyonu (5.5) eşitliğinde verilebilir:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_i C_i s} + R_d C_d s \quad (5.5)$$

Şekil 5.3’de verilen PID tasarım devresinin en önemli özelliği K_P , K_I , K_D kazançlarının her işlemsel yükselteçte bağımsız olarak ayarlanabilmesidir. Ancak farklı tasarlanan PID modelleri daha az devre elemanı bulundurmakla birlikte bu kazanç değerleri devre yapısı nedeniyle birbirinden bağımsız ayarlanamaz. Bu modele, türev alıcının yüksek frekans kazancını ve integral alıcının çıkış genliğini sınırlayan kurma (anti-windup) devreleri eklenebilir [54–55].

Şekil 5.4 göz önünde bulundurularak; orantı etkisi (P için K_P), tek başına kolay olmasına rağmen, sistemin gerçek davranışı ile istenen davranış arasındaki hatanın büyüklüğüne göre düzeltme işareti ürettiğinden, küçük hata değerlerinde denetleyicinin ürettiği düzeltme işareti de küçük olur. Bu nedenle oransal denetim sistem davranışında sürekli durum hatası üretirler. Orantı kazancının artırılmasıyla, sistem çıkışında sürekli durum hatası ve yükselme zamanı azaltılırken, yerleşme zamanı ve en büyük aşım miktarı artar. Kararlılık da görecelidir.

Denetleyiciye eklenen integral etkisi (I için K_I), sürekli durum hatasının ortadan kaldırılmasına yönelik olup meydana gelen hatanın birikimiyle orantılıdır. Aynı zamanda, sönümü düzeltir ve aşımı azaltırken yükselme zamanını artırır, yüksek frekans gürültülerini süzer. Denetleyiciye türevsel etkinin (D için K_D) eklenmesiyle, yüksek frekans gürültüsünün biraz artmasına neden olmakla birlikte, yükselme ve yerleşme zamanı kısaltılır. Hatanın değerine bakmakla birlikte hatanın değişme yönünü ve miktarını da hesaba katar. Aynı zamanda sönümü artırırken büyük aşımları da azaltır. Hatanın değişim sürecini gözlemlediğinden önceden sezış etkisiyle sistem tepkesine hız kazandırır. Ancak az sönümlü ya da kararsız sistemlerde etkisi azdır. Sürekli durum hatasında da fazla bir değişiklik yapmaz. Daha büyük kapasite değerine ihtiyaç vardır [54,55].



Şekil 5.4. Bir denetim sisteminin örnek birim basamak girişine yanıtı

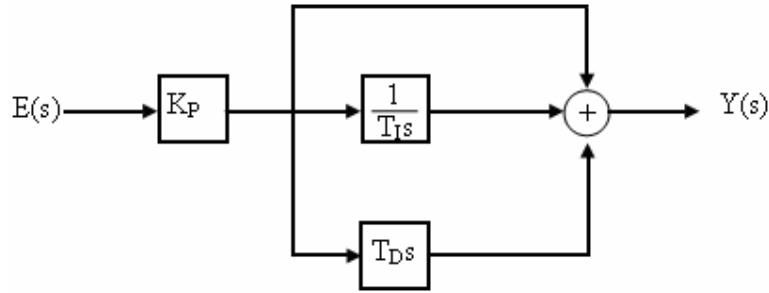
PID denetimde orantı-integral ve türevsel etkinin uyumlu biçimde uygulanabilmesi için sistem davranışı iyi modellenmekle birlikte K_P , K_I , K_D kazanç parametreleri hassas bir şekilde ayarlanmalıdır. Bu parametrelere bağlı olarak (5.5) eşitliği yeniden yazılırsa;

$$G(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (5.6)$$

elde edilir. K_p , K_I , K_D değerleri birbirinden bağımsız olarak ayarlanmadığından, T_I integral zaman sabiti, T_D türev etki zamanı olmak üzere;

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (5.7)$$

biçimde düzenlenirse PID denetim blok diyagramı Şekil 5.5'deki gibi verilebilir.



Şekil 5.5. PID denetleyici blok diyagramı

K_p , T_I ve T_D parametrelerinin sistem davranışı ve modeline uygun, en doğru biçimde belirlenmesi PID denetimin başarımı olarak bilinir. Bu nedenle bugüne kadar en doğru PID parametrelerinin belirlenmesi yönünde birçok çalışma yapılmıştır. K_p , T_I ve T_D parametrelerinin belirlenmesinde aşağıdaki sınıflama literatürde yer almıştır [55].

Analitik Yöntemler: Denetlenen sistem modelinin tam ve kolay olarak elde edildiği ve sistem dinamik davranışının bilindiği uygulamalar için bilgisayar yazılım destekli olarak model denklemleri en uygun PID parametreleri için çözülür. Bunun için kullanılan PID tasarım devresi eleman davranışlarının da model denklemlerine dahil edilmesi gerekir. Sistem modelinin büyüklüğüne ve davranışına göre bu analitik hesaplarda daha zor ve karmaşık hale gelebilir.

Sezgisel Yöntemler: Bu yöntemlerde deneysel olarak yapılan çalışmalar ve yapay zekâ tabanlı algoritmalarla desteklenmiş uzman sistemleri içerir. Deneysel yöntemler çoğunlukla parametrelerin kabaca belirlenmesine yöneliktir. Daha sonra sayısal çözümleme yöntemleriyle istenen sistem dinamik davranışına uygun parametrelerin ince ayarı yapılır.

Frekans Cevabı Yöntemleri: Denetlenen sistemin dinamik modeli frekans tanım bölgesinde sistem cevap eğrileri birim basamak girişine göre, kazanç ve faz payı açısından incelenir. Daha çok sistem kararlılığını esas alan bir inceleme yöntemidir.

Eniyileme Yöntemleri: Sistem cevabı zaman bölgesi tanım alanında bilgisayar destekli sayısal çözümlene yöntemleri ile sistem hata işaretinin minimum değerleri için uygulanır. PID parametrelerinin en uygun, en iyi (optimum) değerleri için sezgisel yöntemlere de başvurulur.

Uyarlamalı Yöntemler: PID parametrelerinin kabaca belirlenmesinden sonra sistem davranışına ve bozucu girdilere göre parametrelerin denetim sırasında yeniden belirlenmesine dayanan yöntemlerdir. Burada da yapay zekâ destekli algoritmalar önemli yer tutar. Bunlar daha çok bulanık mantık, yapay sinir ağı, sinirsel bulanık mantık ya da genetik algoritmalarıdır.

Routh-Hurwitz kararlılık yöntemi ile sistemin en büyük kazancı ve bu kazanç karşılık gelen titreşim periyodu analitik olarak belirlense bile, uygulamada en yaygın olarak kullanılan Ziegler-Nichols titreşim yöntemi ile PID parametrelerinin kabaca belirlenmesinden sonra bilgisayar yazılımıyla ince ayarlar yapılmaktadır. Ziegler ve Nichols'un [56] 1942'de yaptıkları deneysel çalışmalarla ortaya koydukları ölçüte göre; denetim sisteminde integral ve türev etkisi sıfırlanarak, sistem sadece oransal denetime bırakılır. Sistem davranışının sürekli sinüzoidal titreşime getiren orantı kazancının kritik K_c değeri ve bu değere karşılık gelen titreşim periyodu P_c belirlenir. Ziegler-Nichols'un deneysel çalışmaları T_I ve T_D sabitlerinin K_c ve P_c ye göre belirlemiştir. Yapılan denetimin PI ya da PID olmasına göre bu değerler değişmektedir. Tablo 5.1'de Ziegler-Nichols tarafından ortaya konan ve bugün standart olarak kullanılan PID denetim parametreleri oranları verilmiştir.

Uygulamada bazı sistemlerin sürekli titreşime bırakılmasında sakıncalar varsa, Harriot yöntemi kullanılır. Bu yöntemde de, sistem cevap eğrisindeki titreşimin ikinci genliği birinci genliğin dörtte biri olacak şekilde sönüm oluşturan K_P değerindeki sönümlü titreşim periyodu belirlenerek, $T_I=0.167 \times K_P$ ve $T_D=0.067 \times K_P$ kabulü yapılır. İntegral ve türev katı da denetime bu değerlerle dahil edilip, yine sistem cevap eğrisinde ikinci titreşim genliğinin birincisine oranını dörtte bir yapana kadar orantı kazancı ayarlanır [54,55].

Ziegler-Nichols [56] sadece titreşim deneyi ile değil, sistemin birim basamak cevabında doğrusal bölge eğimini ve ölü zaman etkisine bağlı gecikme zamanını inceleyerek kritik denetim parametrelerini belirlemiştir.

Tablo 5.1. Ziegler-Nichols titreşim yöntemine göre PID parametreleri

Denetim Yapısı	Orantı Etkisi K_p	İntegral Zaman Sabti T_I	Türev Etki Zamanı T_D
P	$\frac{K_c}{2}$	-	-
PI	$0,45 \times K_c$	$\frac{P_c}{1,2}$	-
PID	$0,6 \times K_c$	$\frac{P_c}{2}$	$\frac{P_c}{8}$

PID denetim parametrelerinin, denetim sürecinde değişen sistem parametrelerine ya da uygulanan her bozucu girdiye göre uyarlamalı olarak her seferinde yeniden belirlenmesi ve en iyi değerlerine getirilmesini hedefleyen çalışmalar bulanık mantık uyarlamalı PID (F-PID) denetim modelinde yoğunluk kazanmıştır. Bu çalışmalar genel olarak; bulanık mantık denetleyicilerin (BMD) girdilerinin önce PID denetiminden geçtiği seri bir yapıda kullanılması ve/veya PID denetim parametrelerinin BMD tarafından yeniden uyarlanması [57] biçimindedir. Sistemin sürekli durum hatasını en aza indiren, yerleşme zamanını azaltan ve aşımaları baskılayan BMD uyarlamalı sinirsel F-PID modelinin, sabit kazançlı PID modeline göre oldukça yüksek başarıma sahip olduğu literatürde yer almıştır[58]. Bazı çalışmalar da ise BMD çıkışına sadece türev etkisi ya da integral etkisinin dahil edilmiştir [59]. Ding ve Ying'in [60] yaptıkları bir çalışmada BMD ve PID denetimin birlikteliğini Takagi-Suceno çıkarım yöntemini esas alarak bu karma denetim sisteminin analitik kurallarını vermişlerdir.

5.3. Bulanık Mantık Tabanlı Denetim Modeli

Daha çok denetlenecek sistemin karışık ve matematiksel modelinin tam olarak elde edilememesi durumunda, sistem gerçek davranışını kesin değerler yerine sözel (dilsel) ifadelerle nitelendirip değerlendiren bir denetim modelidir. Bulanık Mantık Denetleyiciler, Fuzzy Logic Controller kelimelerinin baş harfleriyle kısaca FLC olarak adlandırılırlar. Bulanık küme kavramı üzerine oturmuş ve insan davranışlarını esas alan bir yöntemdir. Ancak denetleyici, sistem çıkışını değerlendirirken üreteceği denetim işaretine karar vermek üzere uzman tasarımcı tarafından belirlenmiş kural tablosunu kullanır. Denetleyici

girişleri kesin değerler olup, sisteme uygun belirlenmiş bulanık kümelerde üyelik derecelendirilmesi yapılarak giriş tasarımcı tarafından oluşturulan kural tabanında işlenir. Sonuç bulanık olup, denetlenecek sisteme uygulanmadan önce durulaştırma işlemine tabi tutulur. Denetleyici çıkışı kesin değerdir. Bu modele ilişkin blok çizge Şekil 5.6'da gösterilmiştir.



Şekil 5.6. Bulanık mantık denetimi blok gösterimi

Bulanık mantık denetim kuralları sistem tasarımcıları tarafından sistem davranışı ve doğası dikkate alınarak belirlenir. Kararlı hal hatalarının yok denecek kadar az olması ve sistem parametreleri değişiminden etkilenmemesi en önemli tercih nedenlerindedir.

Bu konu genişliği ve alt başlıkları nedeniyle yeni bir bölüm olarak verilmiştir.

6. BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLER

6.1. Bulanık Mantık Kavramı

Bulanık mantık kuramı, bilinen Boolean mantığından farklı olarak, belirsiz veya kesin olmayan değerlerle ilgilenir. İlk olarak 1965 yılında Prof. L.A. Zadeh[61] tarafından ortaya konan bulanık küme kavramı, matematiksel olarak “az” veya “çok” tanımını, sayıların aynı isimli kümelerdeki üyelik derecelerine göre belirlemiştir. Böylece her hangi bir eleman bir kümede “ $var \equiv 1$ ” ya da “ $yok \equiv 0$ ” değerlikleriyle değil, o elemanın kümedeki varlık derecesi önem kazanmıştır. Bu durumda o eleman için sözü edilen kümede 0’dan 1’e kadar üyelik derecesi mevcuttur. Örneğin Boolean mantığına göre, bir yaş uzayında 170 cm ve üzerindeki boyların “UZUN” tanımlandığı bir kümede 169 cm boyu “KISA” olarak tanımlanır. Buna rağmen bulanık küme kavramında 169 cm’lik boyun “UZUN” kümesinde büyük bir üyelik değeri alırken, “KISA” kümesinde daha küçük bir üyelik değeri alır. Bir başka örnek olarak; kapının “AÇIK” yada “KAPALI” olarak bilindiği modellere, kapının tam olarak “AÇIK” olmadığını ancak “KAPALI” da olmadığını ifade eden “AZ AÇIK” yada kapının “ARALIK” olduğunu ve bu aralığın derecesini denetim sistemine dahil eden bir modeldir. Kapının zamanla konumu değiştiğinde, anlık durumun isabet ettiği kümelerde farklı üyelik derecelerine sahip olur. Bir aracın hızını değerlendirirken; “YAVAŞ-ÇOK YAVAŞ-HIZLI-ÇOK HIZLI” gibi sözel nitelendirme yapan kümelerde aracın anlık hızı, bu kümelerden bir ya da bir kaçında farklı üyelik dereceleri alır. Bu durumda uzman tasarımcı tarafından denetlenen sistemin dinamik davranışına göre hazırlanan kural tablosundan yine sözel bir sonuca varan bulanık mantık denetim sistemi, “BİRAZ HIZLAN- BİRAZ YAVAŞLA- HIZLAN- YAVAŞLA” gibi kararlar alır. Ancak denetlenen sisteme, uygun yöntemlerle kesinleştirilmiş(durulaştırılmış) denetim işareti üretilerek uygulanır. Araç kullanan bir insanın düşünsel olarak verdiği kararı fiziksel olarak araç denetim organına uygulaması gibidir. Verilen kararda birçok çevresel etkenin yanında, denetlenen sistem modeli, sınırları ve değişen sistem değerleri de göz önünde bulundurulur. Bu nedenle bulanık mantık tabanlı denetim sistemleri uyarlamalı (adaptif) olarak bilinir ve yapay zekâ çalışmalarının içinde yer alır. Bulanık mantık denetleyicilerin temeli sözel ifadeler ve bunlar arasındaki mantıksal ilişkiler üzerine kurulmuştur. Bulanık mantık denetleyici uygulanırken sistemin matematiksel

modellenmesi de şart değildir. Ancak sözel ifadelerin bilgisayara aktarılması matematiksel bir temele dayanır. Bu matematiksel temel, bulanık kümeler kuramı ve bulanık mantık olarak adlandırılır [64–66].

6.2. BMD Yönteminin Gelişim Süreci

Bulanık mantığın ilk uygulaması, Mamdani'nin 1974 yılında bir buhar makinesinin bulanık mantık denetimini gerçekleştirmesiyle başlar. Bundan bir yıl sonra Zadeh'in [61] bulanık küme kavramının denetleyicilere uygulama kuralları ve bulanık mantık denetleyiciler Mamdani tarafından yayınlanmıştır [62]. Bir Hollanda şirketi 1980 yılında bir çimento fabrikasında, üç yıl sonrada Fuji su arıtma sistemlerinde bulanık mantık denetleyicileri kullanmaya başlamıştır. Omron şirketinin 1984'te başladığı çalışmalar birçok endüstriyel alanda uygulamaya konulmuştur. Japonya'da Sendai metrosu için Hitachi şirketinin geliştirdiği bulanık denetleme modeli, trenlerin farklı yükler altında ve farklı istasyonlarda durması ve hız denetiminde; etkin, enerji açısından verimli ve yüksek rahatlık ölçüleri ile değerlendirilmiştir.

Bir başka bulanık mantık denetim modeli ise 1985 yılında geliştirilen Takagi ve Sugeno [63] modelidir. Mamdani prensiplerine benzer olmasına rağmen, bulanık çıkarım yöntemleri birbirinden farklıdır. Kural tablolarının oluşturulmasında uzman sistemlerden yararlanılması ve kararlılık incelemesi her iki model için de araştırmaların temel konularındandır [64,65]. Tokyo'da 1990 yılında bir mini helikopter uygulamasında, yer konum algılaması ve uçuş kararlılığı konusunda önemli başarımlar elde edilmiştir. Bu yıllardan sonra, video kameralar, elektrikli süpürgeler, çamaşır makineleri gibi bireysel kullanıcılara sunulan bulanık mantık denetleyicili sistemler, oldukça beğeni kazanmıştır. Özellikle Japon şirketlerin bu konudaki rekabeti robot çalışmalarında da bulanık mantık denetim modelinin hızla girmesine ve gelişmesine neden olmuştur. El yazısı tanıma sistemlerinde Sony şirketi 1993 yılında ilk çalışmalarını The Palm Top sistemi ile tanıtmıştır. Isı denetim sistemlerinde önemli çalışmalar ise NASA tarafından yapılmıştır [66,68]. İlk bulanık mantık destekleyici yonga Togai ve Watanabe tarafından duyuruldu. Arkasından Yamazaki ve Sugeno ve daha sonrada Yamakawa bulanık mantık tabanlı mikroişlemci denetim sistemlerini duyurdular [67].

Bulanık mantık denetleyicilerde en iyi başarımları sağlayacak kural tablosunun, en iyi kararlılık için oluşturulmasında ve denetim sisteminin kararlılık incelemesinde önemli

çalışmalar yapılmıştır. Hızlı öğrenme teknikleri, yapay sinir ağı desteği ile kendi kendine öğrenme mantıkları önerilmiştir [69–77].

Hareketli sistemlerde hız ve konum denetimi, elektrik enerjisi üretiminde uç gerilim ve tepkin gücün denetimi, güç sistemlerinin kararlılığının sağlanması, elektrik makinelerinde alan yönlendirme tabanlı hız-moment denetiminde ve birçok güç elektroniği çevirici arabirimlerinde bulanık mantık denetim sistemi başarıyla uygulanmaktadır[78–84].

6.3. Bulanık Kümeler

Klasik küme tanımında bir nesne bir kümenin elemanıdır ya da değildir. Bir nesnenin evrensel kümenin alt kümesi olan bir A kümesine ait olma derecesi $[0,1]$ aralığında bir üyelik derecesiyle veriliyorsa, o nesneyle birlikte nesnenin bu kümedeki üyelik derecesinin oluşturduğu kümeye bulanık küme denir [61,68,79]. Nesnenin bu kümedeki tam varlığı 1, yokluğu ise 0 üyelik derecesine sahip olmakla birlikte kümedeki dereceli varlığı üyelik fonksiyonları ile tanımlanır. Bir termometrenin ölçtüğü kesin sıcaklık değerinin, insanın eliyle hissettiği “az sıcak”, “sıcak” ya da “çok sıcak” gibi sözel bir nitelmesine karşılık oluşturulan küme bulanık bir kümedir. Bu nitelendirme için matematiksel yaklaşım üyelik fonksiyonları ile belirlenir. Böylece kesin değerler sözel olarak nitelendirilen kümelerde bulanıklaştırılır. Bu değerler bulanık girişler olarak bilinir. Çıkış, denetlenecek sistemin dinamik davranışı bir dinamik işaret incelemesi ile oluşturulan kural tablosunda sorgulanıp bulanık karar verme mantığı ile elde edilir. Elde edilen bulanık değer, uygun yöntemlerle durulaştırılarak denetlenen sisteme kesin değer olarak uygulanır [62,63].

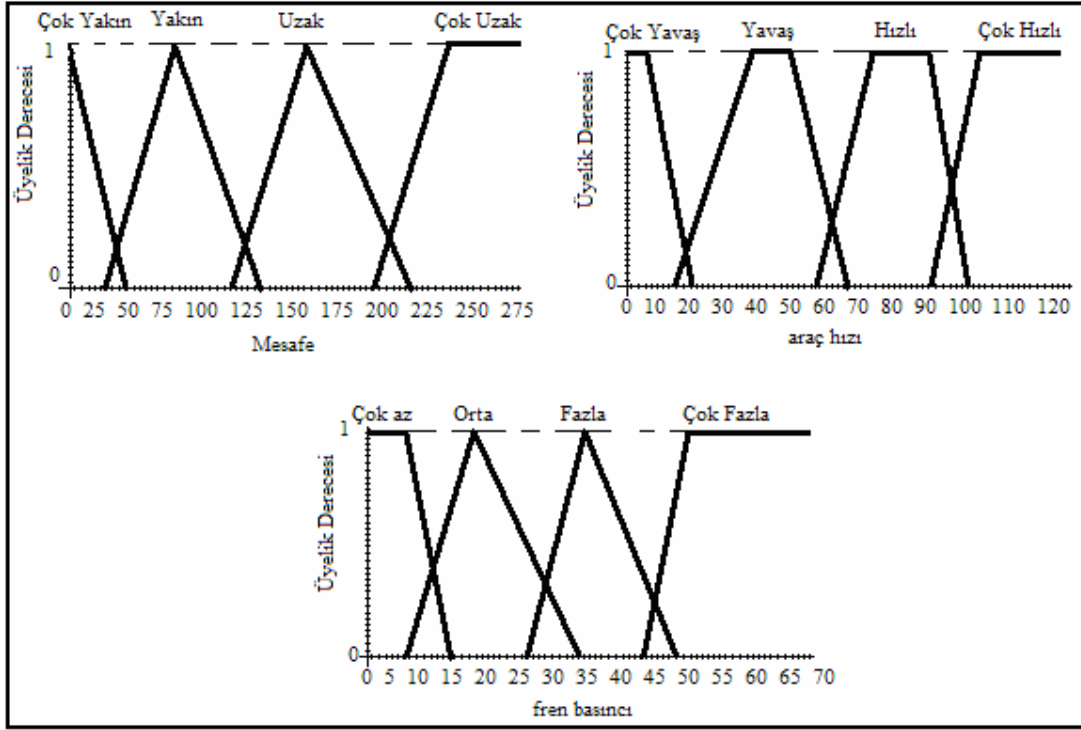
X evrensel kümesinde tanımlanan bulanık bir A alt kümesi için μ_A üyelik fonksiyonu;

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1] \quad (6.1)$$

biçiminde verilir. Bir x değişkeninin anlık değeri gerçek sayı olduğu gibi, A kümesindeki üyeliği de üyelik fonksiyonunda gerçek bir sayıdır. Ancak x ve üyelik derecesi bir bulanık kümedir. Farklı x değerleri için tanımlanmış bir bulanık A kümesi aşağıdaki gibi verilir:

$$A = \frac{\mu_A(x_1)}{x_1} + \frac{\mu_A(x_2)}{x_2} + \dots + \frac{\mu_A(x_n)}{x_n} \quad (6.2)$$

(6.2) bağıntısında bir cebirsel toplama değil, küme elemanlarının tamamını ifade eden bir işaret olan (+) kullanılır.



Şekil 6.1. Bir aracın güvenli durdurulmasına ilişkin giriş ve çıkış için bulanık kümeler

Bir sistemin denetlenmesinde istenen davranış için bazı değerler ölçülür, algılanır yada hesaplanır. Bunlar kesin değerlerdir. Şekil 6.1'de bir aracın bir cisme yaklaşırken hızı ve cisme olan mesafesi algılanıp, farklı üyelik fonksiyonları ile bulanıklaştırılmıştır. Örneğin aracın hızı 35 km/h ölçülmüş ise sadece "yavaş" bulanık kümesinde [0,1] aralığında bir üyelik değeri alır. Aracın hızı 65 km/h olarak ölçülmüş, ise "yavaş" kümesindeki üyelik derecesi azalırken, "hızlı" kümesindeki üyelik derecesi artmıştır. Bu nedenle 65km/h hızındaki geçiş bulanıktır. Her iki kümede de farklı üyelik değerlerine sahiptir. Benzer biçimde cisme olan uzaklık için aynı şeyler söylenebilir. Ölçülen değerler bulanıklaştırıldıktan sonra cisme olan mesafe ve aracın hız birlikte değerlendirilip çıkış uzayında (fren basıncı) yapılması gereken denetim için bulanık karar verilir. Örneğin; cisme uzaklık "çok yakın" kümesinde, aracın hızı "çok hızlı" kümesinde ise verilecek en doğru karar uygulanacak fren basıncı için "fazla" kümesinden bir değer seçilir. Buna

benzer her durum için oluşturulan kararlar bir tablo düzenlenir. Buna “kural tablosu” denir. Böyle bir kural tablosu örnek olarak Tablo 6.1’de verilmiştir.

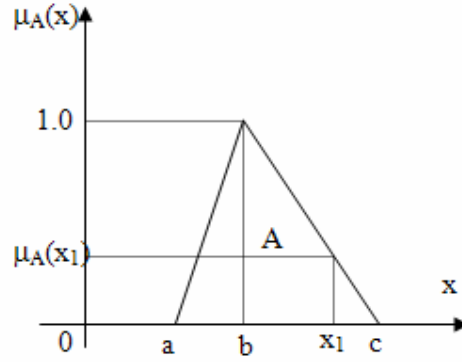
Tablo 6.1. Hız ve mesafe girdileri için uygulanacak fren basıncı örnek kural tablosu

Hız Mesafe	Çok Yavaş	Yavaş	Hızlı	Çok Hızlı
Çok Yakın	Fren “Az”	Fren “Fazla”	Fren “Çok Fazla”	Fren “Çok Fazla”
Yakın	Fren “Az”	Fren “Az”	Fren “Fazla”	Fren “Çok Fazla”
Uzak	Fren “Az”	Fren “Çok Az”	Fren “Az”	Fren “Fazla”
Çok Uzak	Fren “Çok Az”	Fren “Çok Az”	Fren “Az”	Fren “Az”

Bulanıklaştırma işleminde farklı kümeler ve farklı üyelik fonksiyonları tanımlanabileceği gibi bulanık çıkarımda da farklı yaklaşımlar mevcuttur. Aynı şekilde literatürde durulaştırma işlemleri de farklıdır. Buna, sistemin dinamik davranışına göre uzman tasarımcı en uygun kararı verecektir. Kural tablolarının oluşturulmasında ve en iyileştirilmesinde belli bir sistematik oturmuş değildir [67]. Aracın hızı ve cisme olan mesafesinin anlık değerlerine göre bulanık kümelerdeki üyelik dereceleri, çıkış uzayında verilecek kararın bulanıklık derecesinde etkilidir. Bunların değerlendirilmesi “bulanık çıkarım” yöntemlerini oluşturur. Bulanık sonuçların ve üyelik derecelerinin değerlendirilerek kesin bir sonuç değere ulaşılması ise “durulaştırma” yöntemleridir.

6.4. Üyelik Fonksiyonları

Denetim sisteminin giriş bilgilerini sözel niteleyiciler olan bulanık kümelere üyelik dereceleriyle birlikte dönüştürmek için kullanılan bulanıklaştırma fonksiyonlarıdır. Bir x değişkeninin bulanık bir kümeye ait olma derecesi bu fonksiyonlarla belirlenir. Literatürde kullanılan önemli üyelik fonksiyonları aşağıda verilmiştir.



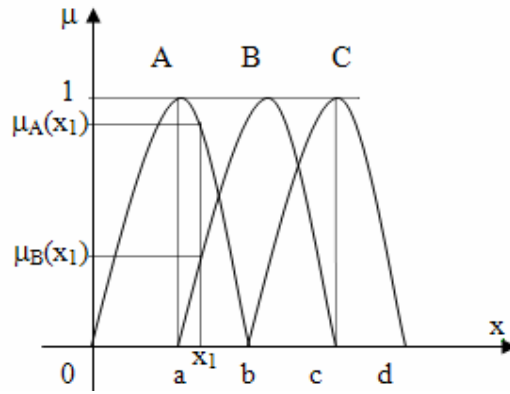
Şekil 6.2. Üçgen üyelik fonksiyonu

Üçgen üyelik fonksiyonu matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & x > c \end{cases} \quad (6.3)$$

Şekil 6.2’de verilen üçgen üyelik fonksiyonunda anlık x_1 değeri öncelikle sözel olarak bulanık A kümesinin elemanı olduğu belirlenir. (b,c) aralığında tanımlanan üyelik fonksiyonuna göre $\mu_A(x_1)$ hesaplanır. Aynı anda bir x_1 girdisi başka bir bulanık kümede bir üyelik derecesine sahip olabilir. Örneğin bu bulanık küme B olsun. Bu durumda x_1 anlık girdisi için $\mu_B(x_1)$ üyelik değeri de B kümesi için tanımlanmış üyelik fonksiyonundan hesaplanır. Bu her iki üyelik değeri de bulanık çıkarım için belirlenecek yöntemde kullanılacaktır. Böyle bir durum sinüzoid üyelik fonksiyonu için Şekil 6.3’de verilmiştir.

Sinüzoid üyelik fonksiyonları belli bir açısal frekansa (ω) sahip olup Şekil 6.3’de B ve C kümeleri A kümesine göre $\pi/2$ radyan kadar ötelenmiştir. Buna göre $x=x_1$ anlık girdisi hem A, hem de B kümesinde üyelik derecesine sahiptir.



Şekil 6.3. Sinuzoid üyelik fonksiyonları

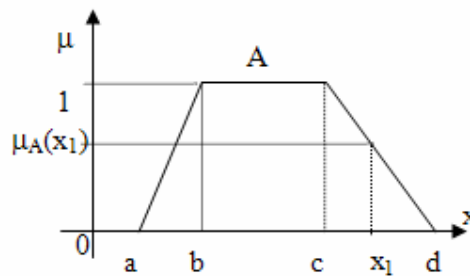
Bu üyelik dereceleri $a \leq x \leq b$ için ($d=2b=4a$) olmak üzere aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned}\mu_A(x_1) &= \sin \omega x_1 \\ \mu_B(x_1) &= -\cos \omega x_1 \\ \mu_C(x_1) &= 0\end{aligned}\tag{6.4}$$

$$\omega = \frac{\pi}{2a} = \frac{\pi}{b} = \frac{2\pi}{d}\tag{6.5}$$

Eğer $c \leq x \leq d$ arasında anlık bir x girdisi varsa sadece C kümesinde sıfırdan farklı bir üyelik derecesine sahip olur ki buda $\mu_C(x) = -\sin \omega x$ biçiminde tanımlanır.

Yamuk üyelik fonksiyonu için x anlık girdilerinde A kümesindeki üyelik değerleri (6.6) numaralı bağıntı ile tanımlanır. Şekil 6.4'de yamuk üyelik küme fonksiyon biçimi verilmiştir.

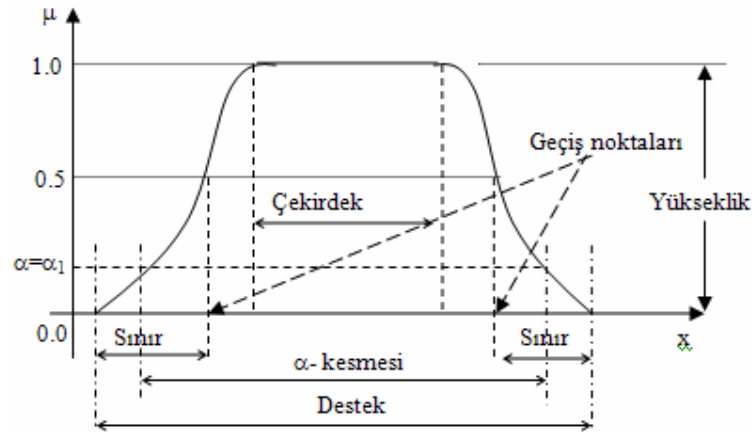


Şekil 6.4. Yamuk üyelik fonksiyonu

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{c-x}{d-c} & c < x < d \\ 0 & x > d \end{cases} \quad (6.6)$$

Bunların dışında Gaussian, Bell, Cauchy, veya üstel fonksiyonlar da üyelik fonksiyonu olarak seçilebilmektedir [79].

Üyelik fonksiyonlarının bazı ortak özellikleri vardır. Bunları açıklamak üzere Şekil 6.5'i göz önünde bulunduralım [78,79]:



Şekil 6.5. Üyelik fonksiyonlarının bazı ortak özellikleri

Çekirdek: X genel uzay kümesinin A gibi bir üyelik fonksiyonunda 1 üyelik derecesine sahip olan kesin sayı bölgesidir. Göbek olarak da bilinir.

$$\text{Çekirdek}(A) = \{x, \text{ öyle ki } \mu_A(x) = 1\} \quad (6.7)$$

Geçiş Noktaları: Bir A kümesinin geçiş noktaları, o kümede üyelik derecesi 0,5 olan kesin sayılardır.

$$\text{Geçiş noktası}(A)=\{x, \text{ öyle ki } \mu_A(x)=0.5\} \quad (6.8)$$

Sınır: A bulanık kümesinde üyelik değerleri 0 ile 1 arasında kalan ancak 0 ya da 1 olamayan kesin sayılar kümesidir.

$$\text{Sınır}(A)=\{x, \text{ öyle ki } 0 < \mu_A(x) < 1\} \quad (6.9)$$

Destek: Bir A kümesinin desteği o kümedeki üyelik derecesi 0'dan büyük olan x kesin sayılar kümesidir.

$$\text{Destek}(A)=\{x, \text{ öyle ki } \mu_A(x) > 0\} \quad (6.10)$$

α -kesmesi: A kümesinde üyelik derecesi α 'ya eşit yada daha büyük olan kesin sayılar kümesidir.

$$\alpha\text{-kesmesi}(A)=A_\alpha=\{x, \text{ öyle ki } \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (6.11)$$

Üyelik derecesi sadece α 'dan büyük olan ama α 'ya eşit olmayan kesin sayılar kümesi de **etkin α -kesmesi** olarak tanımlanır. Üyelik derecesi α 'ya eşit olan kesin sayılar kümesi ise o bulanık kümenin “**seviye kümesi**” olarak bilinir.

Yükseklik: Bir kümenin en büyük üyelik derecesi o kümenin yüksekliğidir. Normal küme yüksekliği 1'dir. Yüksekliği 1'den farklı olan kümeler uygun katsayılarla normalize edilir. Eğer bir bulanık kümenin destek kümesi bir tek elemana sahip ise bu kümeye “**bulanık tekil**” denir. Bulanık bir kümenin geçiş noktaları arasındaki mutlak farka “**bant genişliği**” denir [68,78,79].

6.5. Bulanık Küme İşlemleri

Bulanık kümelerde de klasik kümelerdekine benzer, kesişim, birleşim, tümlenme gibi işlemler vardır. Ancak bağıntılar birbirinden farklıdır. X evrensel kümesinde tanımlanan A ve B gibi iki bulanık küme verilmiş olsun. Örneğin bu iki kümenin **birleşimi**, herhangi bir x elemanının bu kümelerdeki en büyük üyelik değerinin seçilmesidir.

Birleşim işlemi $A \cup B$ olarak gösterilir. Her hangi bir x elemanının bu kümedeki üyelik derecesi ise;

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad x \in X \quad (6.12)$$

olarak gösterilir.

Bulanık kümelerin *kesişim* işlemi de $A \cap B$ biçiminde gösterilir. Ancak, her hangi bir x elemanının bu kümedeki üyelik derecesi, A ve B kümesindeki üyelik derecesi en küçük olanın seçilmesidir.

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad x \in X \quad (6.13)$$

X evrensel kümesinde verilen bulanık A kümesinin *tümleyeni* olarak da aşağıdaki tanım verilir.

$$\mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (6.14)$$

Normalizasyon işlemi genellikle en büyük üyelik derecesi 1'den farklı kümeler için yapılır:

$$\mu_{norm(A)}(x) = \mu_A(x) / \max(\mu_A(x)) \quad x \in X \quad (6.15)$$

Bulanık sayının bulanıklığının azaltılması olarak bilinen yoğunlaştırma (*konsantrasyon*) işlemi X evrensel kümesindeki her x için üyelik derecelerinin karesinin alınmasıdır. Üyelik derecelerinin karekökünün alınması işlemi de *genişletme* işlemi olarak tanımlanır ki buda bulanık sayının bulanıklığının artırılması anlamına gelir. İşlem gösterimi sırasıyla aşağıdaki gibidir [68].

$$\mu_{CON(A)}(x) = [\mu_A(x)]^2 \quad x \in X \quad (6.16)$$

$$\mu_{DIL(A)}(x) = [\mu_A(x)]^{\frac{1}{2}} \quad x \in X \quad (6.17)$$

Yoğunlaştırma işlemi “ÇOK”, genişletme işlemi “AZ” sözel niteleme anlamına gelir. Genellikle üyelik derecesi 0,5’ten büyük olan bulanık sayılara “AZ” işlemi, üyelik derecesi 0,5’ten küçük olan bulanık sayılara “ÇOK” işleminin uygulanmasına da “hassas ayarlama” denir [61,78,79].

6.6. Bulanık Çıkarım ve Durulaştırma

Bir bulanık mantık denetim sisteminde denetleyici girişleri olan kesin sayılar ölçülen ya da hesaplanan sistem değişkenleri olup, değişim aralıklarına göre buldukları bulanık kümeler (**bulandırma işlemi**) belirlenir. Girişlerin bu bulanık kümelere ki üyelik dereceleri üyelik fonksiyonlarına göre hesaplanır. Böylece girişlerin kesin sayı değerlerine karşılık, buldukları **sözel** (dilsel) bulanık değerler ve bu kümelere ki üyelikleri belirlenmiş olur. Bulanık verilerin işlenerek önce bulanık bir sonuca, sonra da durulaştırılmış kesin bir sonuca varılması için bulanık bağıntılarla bulanık mantık kural tablosu, **bulanık çıkarım** (karar verme birimi) ve durulaştırma yöntemi belirlenir.

Denetim sistemi durum değişkenleri olan x, y, z sözel değişkenlerinin U, V, W uzaylarında tanımlanmış A_i, B_i, C_i sözel değerleri olmak üzere;

$$R_i \equiv \text{EĞER } x = A_i \text{ ve } y = B_i \text{ ise O HALDE } z = C_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6.18)$$

$$R_i \equiv \text{EĞER } x = A_i \text{ ve } y = B_i \text{ ise O HALDE } z = f_i(x, y) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6.19)$$

biçiminde bulanık bağıntılar tanımlanabilir. Genel olarak bir bulanık kural,

$$\text{EĞER}(IF) \text{ durum} = x \text{ VE}(AND) \text{ durum} = y \text{ ise O HALDE}(THEN) \text{ denetim} = z \quad (6.20)$$

biçimindedir. Bulanık kurallar sistem tasarımcısı tarafından istenen sistem çıkışı dinamik davranışı için oluşturulur. Sistem davranışının durum ve denetim değişkenlerine olan tepkesinin sistem tasarımcısı tarafından iyi bilinmesi gerekir.

Mamdani'nin [62] bulanık çıkarımında kullandığı **min** bulanık içermesi; x durumunun A , y durumunun da B olduğu bir anda elde edilecek çıkış denetim değişkeninin C bulanıklığı için (6.21) bağıntısı verilebilir:

$$R_C \equiv AXB \equiv \int_{UXV} \mu_A(U) \cap \mu_B(V) / (U, V) \quad (6.21)$$

Burada kısaca yapılmak istenen; “c durumunun U uzayındaki sözel değeri A’daki üyelik derecesi ile y durumunun V uzayındaki sözel değeri B’deki üyelik derecesini karşılaştır ve bunlardan küçük olanı, denetim çıkış değişkeni z’nin W uzayındaki sözel değeri olan C deki üyelik derecesi olarak belirle” işlemidir. Yani: **anlık durum** değerlendirmesi olarak;

$$\mu_C(z) = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)] \quad (6.22)$$

işlemi yapılmıştır.

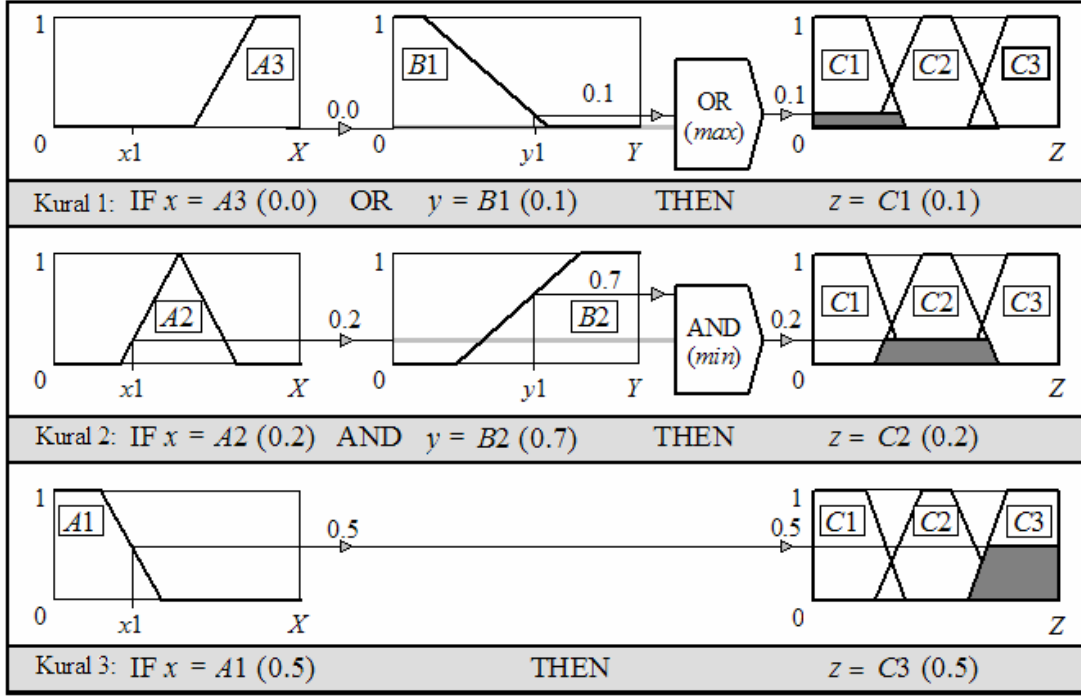
Bir örnek işlem [85] Şekil 6.6’da verilmiştir. Bu örnekte Mamdani’nin **max ve min operatörleri** birlikte kullanılmıştır. Denetlenecek olan sistemden elde edilen x, y girdilerinin kesin değerleri bulanıklaştırıldıktan sonra bulanık kümelerde anlık olarak birden fazla sözel değer sahip olurlar ve farklı kümelerde farklı üyelik dereceleri vardır. Bu nedenle Şekil 6.6’da gösterildiği gibi, x ve y sözel girdilerinin anlık üyelik değerlerinden en küçük olanı yada en büyük olanı, denetim değişkeninin çıkış uzayındaki bulanık kümesinin bu değerün üstünde üyeliğe sahip kısmını keser.

Max-dot çıkarım yönteminde ise, bu değer çıkış bulanık kümesinin tepe değerini ölçeklendir. Bu bir bulanık kuralın işlenerek anlık bulanık çıkışın elde edilmesidir. Anlık durumun diğer sözel girdileri için aynı yöntem uygulanır. Varılacak bulanık karar için C₁, C₂, C₃ birlikte değerlendirilir.

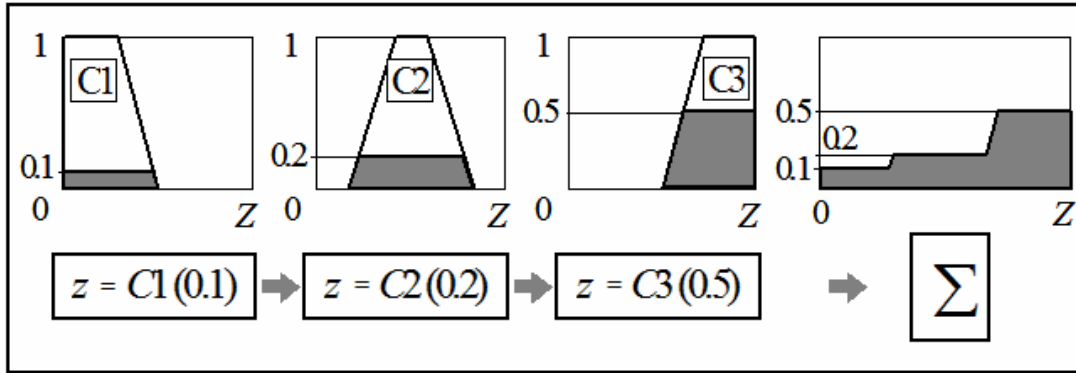
Bulanık çıkış elde edilince denetim sisteminin üreteceği denetim değişkeninin kesin değerini elde etmek üzere **durulaştırma** yöntemleri uygulanır. Mamdani’nin kullandığı “**ağırlık merkezi**” yöntemine göre durulaştırılmış çıkış değeri, Z;

$$Z = \frac{\int_a^b \mu_C(z) z dz}{\int_a^b \mu_C(z) dz} \quad (6.23)$$

olarak elde edilir.



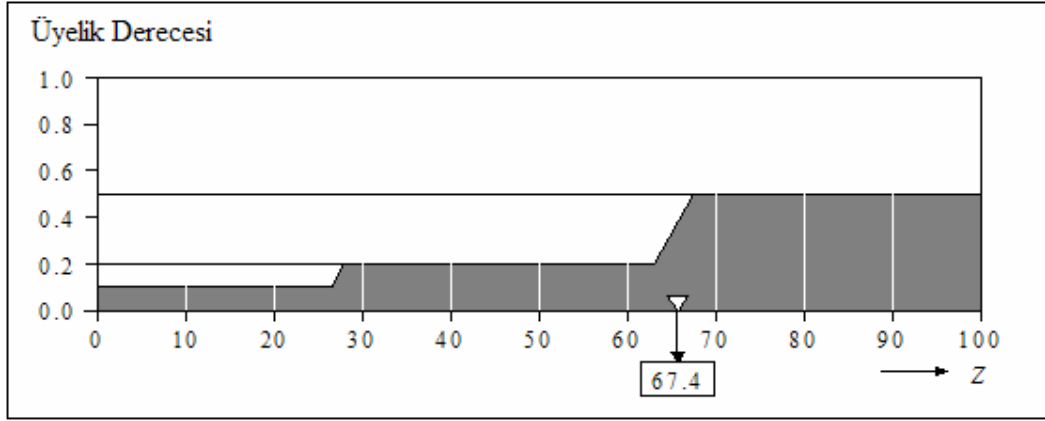
Şekil 6.6. Mamdani'nin max-min bulanık çıkarım yöntemi



Şekil 6.7. Bulanık çıkışın elde edilmesi

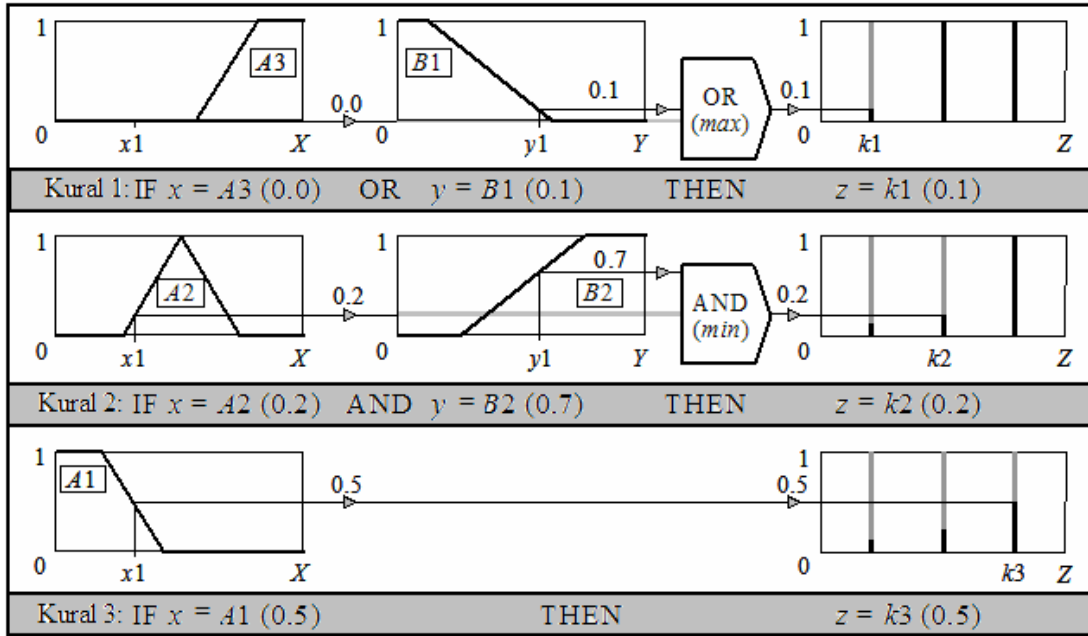
Şekil 6.6 ve Şekil 6.7'de verilen örnek üyelik değerleri için Şekil 6.8'deki ayrık veriler göz önüne alınarak, durulaştırılmış Z değeri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$Z = \frac{(0+10+20) \times 0.1 + (30+40+50+60) \times 0.2 + (70+80+90+100) \times 0.5}{0.1+0.1+0.1+0.2+0.2+0.2+0.2+0.5+0.5+0.5+0.5} = 67.4$$



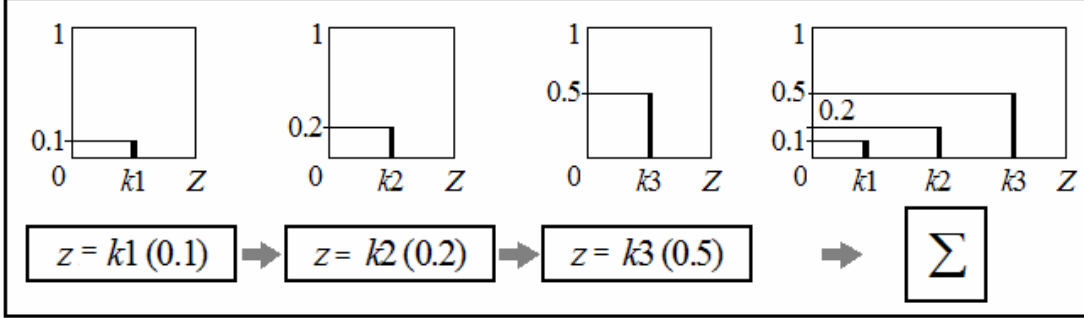
Şekil 6.8. Ağırlık merkezi yöntemiyle durulaştırma işlemi için örnek ayrık veriler

Uygulamada sıkça kullanılan diğer bir yöntem de Sugeno modelidir. Bu modelde anlık bulanık girişlere göre bulanık çıkış, girişlerin kesin değerlerine bağlı olarak matematiksel bir fonksiyonla ya da bulanık tekil kümeyle hesaplanır. Bulanık tekil kümelerin kullanıldığı model Sugeno'nun Singleton yöntemi olarak bilinir. Sugeno-singleton yöntemine ilişkin örnek [85] Şekil 6.9'de verilmiştir.



Şekil 6.9. Max-min çıkarım yönteminde Sugeno'nun singleton modeli

Kullanılan kurallardan elde edilen çıkış, bulanık tekil kümelerdeki üyeliklere göre durulaştırılır.



Şekil 6.10. Singleton modelinde bulanık çıkışın elde edilmesi

Ağırlıkların ortalaması olarak bilinen durulaştırma yöntemine göre denetleyici çıkışında durulaştırılmış Z değeri $k_1=20$, $k_2=50$, $k_3=80$ verilen örnek değerleri için aşağıdaki gibi elde edilir.

$$Z = \frac{\mu(k_1) \times k_1 + \mu(k_2) \times k_2 + \mu(k_3) \times k_3}{\mu(k_1) + \mu(k_2) + \mu(k_3)} = \frac{0.1 \times 20 + 0.2 \times 50 + 0.5 \times 80}{0.1 + 0.2 + 0.5} = 65$$

Denetim sisteminin iki girişi olması ve çıkışın tek olması nedeniyle x girdisi A1 ve A2 de y girdisi de B1, B2 de üyelik sahibi olsun. **Bu durumda dört farklı durum anlık olarak kural tablosunda işlenerek bulanık karar verilir.** Şekil 6.6 ve Şekil 6.9'da gösterilen **Kural 2** kullanılarak bulanık çıkışlar *min* operatörü (kesişim işlemi) ile elde edilir. Durulaştırma işleminde ise kullanılan bulanık çıkış küme mantığına göre ağırlık merkezi ya da ağırlıkların ortalaması yöntemiyle durulaştırma işlemi yapılabilir.

$$\text{IF } x=A_1 \text{ AND } y=B_1 \text{ THEN } z=k_1, \quad \mu_{k_1}(z)=\min[\mu_{A_1}(x),\mu_{B_1}(y)]$$

$$\text{IF } x=A_1 \text{ AND } y=B_2 \text{ THEN } z=k_2, \quad \mu_{k_2}(z)=\min[\mu_{A_1}(x),\mu_{B_2}(y)]$$

$$\text{IF } x=A_2 \text{ AND } y=B_1 \text{ THEN } z=k_3, \quad \mu_{k_3}(z)=\min[\mu_{A_2}(x),\mu_{B_1}(y)]$$

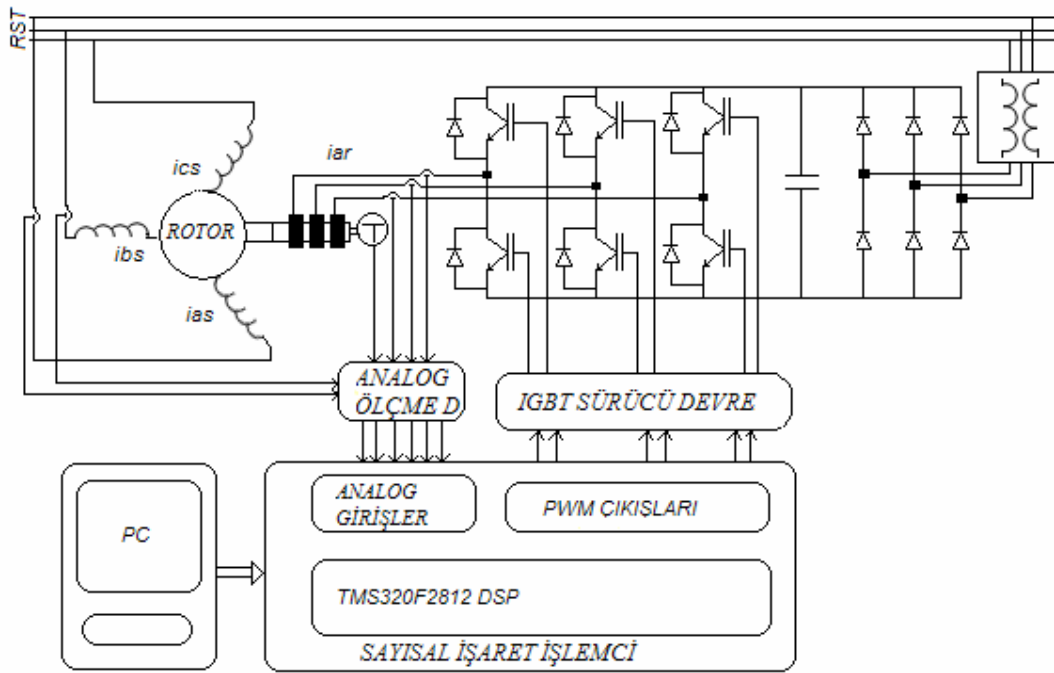
$$\text{IF } x=A_2 \text{ AND } y=B_2 \text{ THEN } z=k_4, \quad \mu_{k_4}(z)=\min[\mu_{A_2}(x),\mu_{B_2}(y)]$$

$$Z = \frac{\sum_{i=1}^4 \mu_{k_i}(z) k_i}{\mu_{k_i}(z)} \quad (6.24)$$

7. YAPILAN ÇALIŞMALAR

7.1. Bilezikler Üzerinden Gerilim Uygulanması ve Genel Denetim Modeli

Bilezikli asenkron motorun değişken yükler altında hız denetiminde, rotor sargılarına doğrudan gerilim uygulanması yöntemi kullanılmıştır. Uygulanan gerilimler, rotor sargılarında indüklenen faz gerilimleri ile aynı faz ve frekansta olması gerektiğinden rotor faz gerilimleri algılanmıştır. Hızın artırılması gereken durumlarda uygulanacak gerilim, rotor faz gerilimlerine zıt fazdadır. Yani rotor sargılarına uygulanan gerilimlerin fazı 180° kaydırılarak uygulanır. Hızın azaltılması gereken durumlarda ise rotor faz gerilimleri ile aynı fazda gerilimler uygulanmıştır. Şekil 7.1'de besleme kaynağından rotor sargılarına enerji akış durumunu gösteren ilkesel blok devre gösterimi verilmiştir. Besleme kaynağından doğrultulan gerilim, uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) IGBT eviriciyle kayma frekansında ve rotor sargı gerilimleri fazında, rotor sargılarına bilezikler üzerinden uygulanmıştır.



Şekil 7.1. Rotor sargılarına gerilim uygulanmasında denetim sistemi blok devre modeli

Denetim sistemi, sayısal işaret işlemciye (Digital Signal Processor, DSP) yazılan programla gerçekleştirilmiştir. Bilezikli asenkron motorun hız denetimi için, rotor hızı, sayısal hız kodlayıcı (shaft encoder) ile algılanıp istenen hız düzeyine göre hızdaki hata ve hatadaki değişme, bulanık mantık denetleyici programın girdileri olarak verilmiştir. Bulanık mantık denetleyicinin çıkışı Aynı zamanda ölçülen gerçek hız rotora uygulanacak gerilimin frekansının belirlenmesinde de kullanılmıştır. Uygulanacak gerilimin etkin değer denetimi ise, uzay vektör genliğinin bulanık mantık ve PID ile ayrı ayrı ve birlikte yapılmıştır.

Uygulamadan dolayı meydana gelecek olan moment darbelerini de sınırlamak ve rotor gerilimleri uzay vektör konumunun belirlenmesi amacıyla rotor akımları da algılanmıştır. Bulanık mantık denetleyicinin çıkışı, rotor alanın yönlendirilmesinde akım, moment ve gerilim referanslarının üretilmesinde kullanılmıştır. Gerilim anahtarlama bölgeleri yapılacak denetime uygun olarak belirlenmiş ve üretilen SVPWM işaretleriyle IGBT evirici sürülmüştür. Rotor akımları sensörlerle algılanmıştır. Ancak boşta çalışırken rotor akımları oldukça zayıf ve harmonikli olduğundan rotor akımlarını da kullanan denetim uygulamalarında yük altında çalışma tercih edilmiştir.

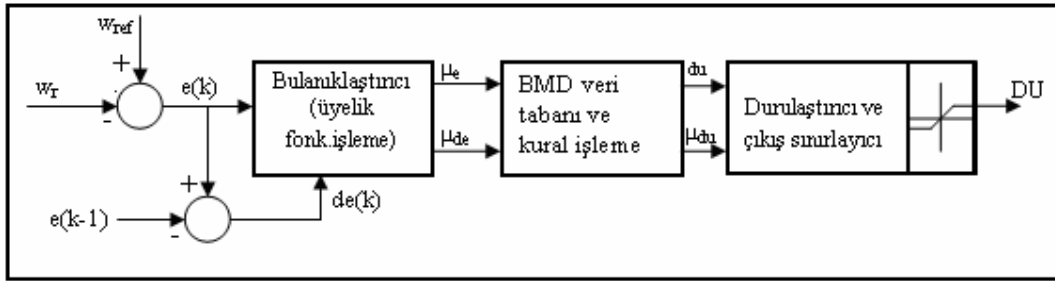
Motor hızının artırılmasına ya da azaltılmasına, o anda uygulanan yük durumu ve çalışma bölgesi göz önünde bulundurularak, bulanık mantık denetim sistemi karar vermektedir. Motora uygulanan bu etkide, en önemli etken, rotor gerilimleri faz ve frekansında uygulanan gerilimin genliğidir. Bu rotor sargılarında akan akımın genliğini ve yönünü belirlemektedir.

Hız denetimi yapılırken motorun yüklenme durumuna göre kayma gücü besleme kaynağına geri verilecek biçimde sistem frekansına dönüştürülerek, gözlem amaçlı üç fazlı 550W'lık bir sincap kafesli asenkron motora uygulanmıştır. Hem çok geniş aralıklı bir hız denetim sistemi hem de yumuşak bir yol verici gerçekleştirilmiştir.

IGBT eviricinin sürücü katı güç devresinden yalıtılmış olup sürücü işaretler de birbirinden yalıtılmıştır. DSP ile sürücü devresi ayrıca tasarlanan bir arayüz ile yalıtılmıştır.

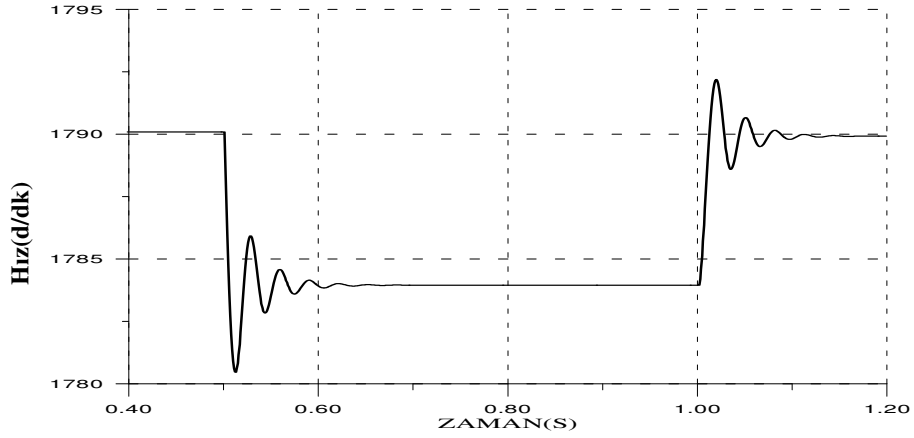
7.2. Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı

Bilezikli asenkron makinenin milinden ölçülen hız, istenen hız referans düzeyi ile karşılaştırılarak hızdaki hata hesaplanmıştır. Hatanın değişimini gözlemek için bir önceki hata değeri saklı tutulmuş ve hatada ki değişim, hata değeri ile birlikte denetleyici girişleri olarak alınmıştır. Her hangi bir etkide asenkron makinenin kendi başına yaptığı hız salınımları esas alınarak, sinüzoidal üyelik fonksiyonları kullanılarak hata ve hatada ki değişim bulanıklaştırılmıştır. Yapılacak hız denetimine uygun kural tablosu oluşturulmuş ve bulanık kararlar elde edilmiştir. Bulanık çıkış kümeleri tekil olup durulaştırma işleminde ağırlıkların ortalaması yöntemi kullanılmıştır. Bu denetleyiciye ilişkin ilkesel çizgesi Şekil 7.2’de verilmiştir.

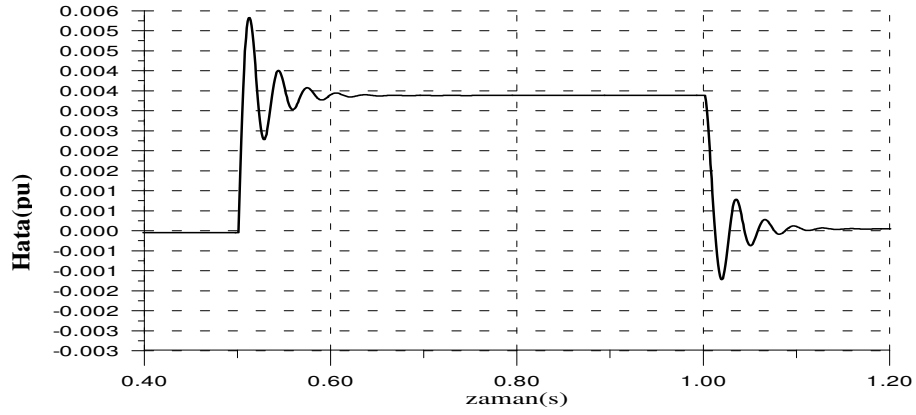


Şekil 7.2. Bulanık mantık denetleyici sistem ilkesel çizgesi

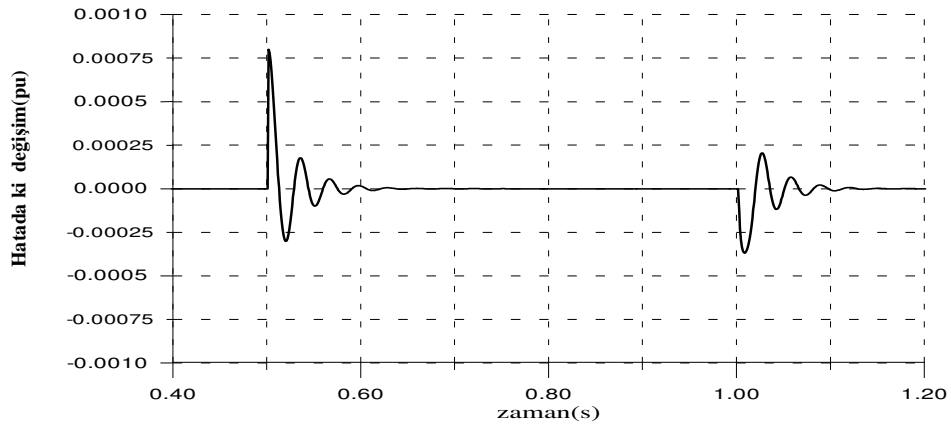
Yapılacak hız denetimine temel olan bulanık küme üyelik fonksiyonlarında sınır değerlerin ve kümelerin belirlenmesi için bilezikli asenkron makinenin en küçük yük artışlarına karşı denetimsiz hız tepkisi bilgisayar benzetimi ile incelenmiş, istenen hıza göre hata ve hatada ki değişimi Şekil 7.3’de verilmiştir. Ayrıca rotor sargılarına denetimsiz olarak uygulanan gerilimlerin hızdaki etkisi yine bilgisayar benzetimi ile incelenmiş, hata ve hatada ki değişimi gözlenmiştir. Motor yol alırken hızdaki hata ve hatadaki değişim de makinenin denetleyici sistem ile yol alabilmesi durumu göz önünde bulundurularak incelenmiştir. Bu durum aynı zamanda büyük hata ve hata değişimi durumlarını da temsil ettiğinden önemlidir. Bulanık küme sınırlarının ayarlanabilirliği açısından maksimum sınır değerler de belirlenmiş olmaktadır. Hızın kararlı duruma oturma biçimi sinüse benzetilerek daha yumuşak bir denetim modeli oluşturulmaya çalışılmıştır. Çıkış kümelerinde Sugeno’nun singleton (tekil küme) modeli kullanılmıştır.



(a)



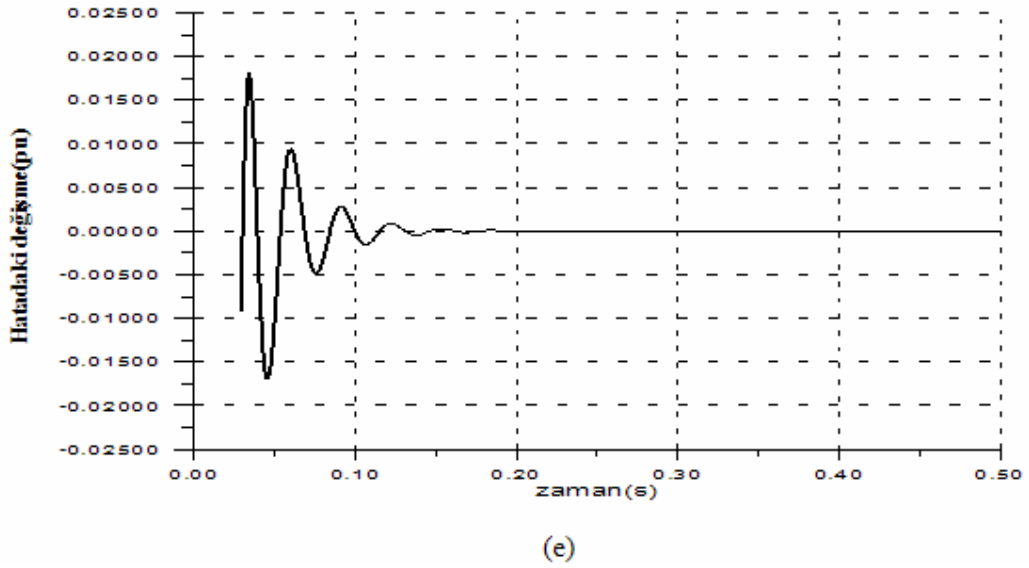
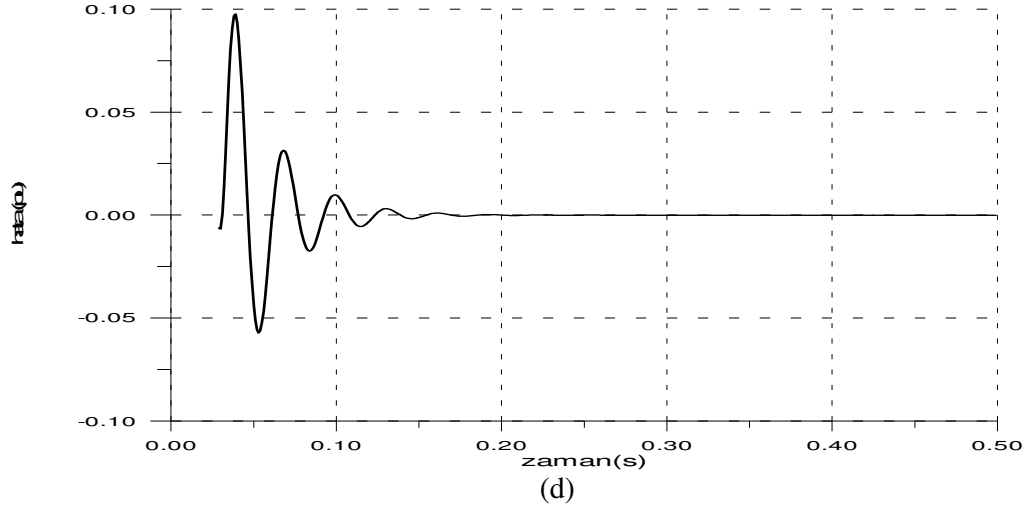
(b)



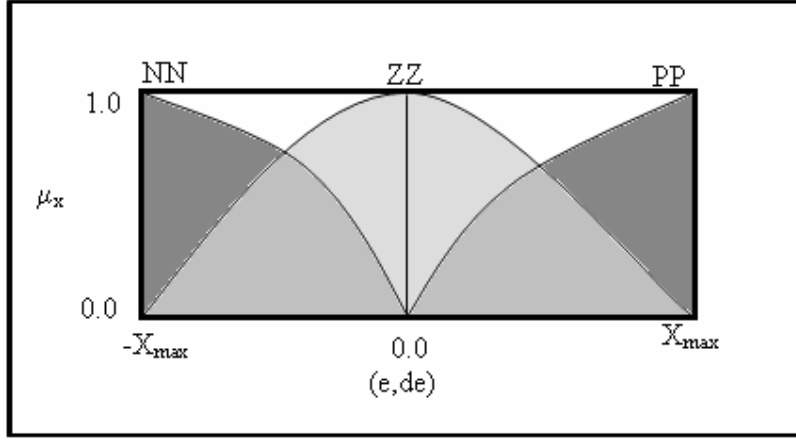
(c)

Şekil 7.3. Bulanık mantık denetleyici tasarımına esas alınan motor dinamik değişimleri
a) 380v/60Hz- RSASM'nin ani yük artışında hız değişimi ve uygulanan rotor gerilimi ile istenen hız düzeyine çekilmesi, b) Hız hatası, c) Hatadaki değişim, d)Yük altında yol vermede hız hatası, e) Hız hatasındaki değişim

Şekil 7.3'ün devamı:



Hız hatası ve hatadaki değişim 1:10 oranlıdır. Bağlı hata referans hıza oranladığından hata değişim sınırları da hata sınırlarının 1:10'u olarak değerlendirilmiştir. Hızdaki salınımın makinenin sürüdüğü yük ve eylemsizlik momenti ile ilişkili olduğu gözlenmiştir. Bulanık kümeler için sinüzoid fonksiyon biçimi tercih edilmiştir. Hatanın kabul edilebilir sınırlarında SIFIR (ZZ) kümesi, pozitif hatalar için POZİTİF (PP), negatif hatalar için de NEGATİF (NN) kümesi adlandırması yapılmıştır. Hatadaki değişim ve çıkış kümeleri de aynı adlarla anılacaktır. Şekil 7.4'de sinüzoid üyelik kümesi gösterimi verilmiştir.



Şekil 7.4.. Hata ve hatadaki değişim için sinüzoid üyelik kümeler

Burada sinüzoidlerin açısal frekansı $\omega = \pi / (2 \cdot X_{\max})$ olmak üzere; hata için $X_{\max} = 0,05$, hatadaki değişim için $X_{\max} = 0,005$ ve bulanık çıkış için $X_{\max} = 1,0$ seçilmiştir. Ayrıca hatanın çok büyük olduğu ve hatadaki değişimin daha yavaş olduğu çalışma durumlarında pozitif ya da negatif kümede kilitlenmeye neden olmamak ve denetime uygun değişken bulanık çıkışlar için bu sınırlar 1:2, 1:3, 1:5, 1:10 oranlarında artırılıp-azaltılmıştır. Değişken sınırlı bulanık girişler kullanılarak uyarlanabilir bulanık mantık denetimi hedeflenmiştir. Böylece 3x3 bulanık kural tablosu oluşturulmasına rağmen denetimin her anında, hatanın çok küçük olması durumunda kararlı hal hatasını azaltan dar sınırlı bulanık kümeler, hatanın çok büyük olması durumunda yumuşak geçiş sağlayan geniş sınırlı bulanık kümeler kullanılmıştır. Referans hıza yaklaştıkça hata ve hatadaki değişim sınırları yenilenmektedir.

Durulaştırılan bulanık çıkış, iki ayrı uygulamada kullanılmıştır. Bunlardan birincisi; doğrudan rotor sargılarına uygulanacak gerilimin uzay vektör referans değerini oluşturarak istenen hız için en uygun anahtarlama sürelerini belirleyip SVPWM işaretlerini üreterek denetimi gerçekleştirmektedir. İkincisi de durulaştırılmış çıkışı moment ve akım referanslarının üretilmesinde kullanarak, rotora uygulanacak gerilimin uzay vektör genliğinin tehlikeli rotor akımları ve momentlerini engelleyecek biçimde oluşturulmasıdır.

Pozitif, sıfır ve negatif üyelik kümeleri sırasıyla aşağıdaki gibi kullanılmıştır:

$$\mu_{pp}(x) = \begin{cases} 1 & x \geq x_{\max} \\ \sin(\omega x) & 0 < x < x_{\max} \\ 0 & x \leq 0 \end{cases} \quad (7.1)$$

$$\mu_{ZZ}(x) = \begin{cases} \cos(\omega x) & -x_{\max} < x < x_{\max} \\ 0 & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \quad (7.2)$$

$$\mu_{NN}(x) = \begin{cases} 0 & x \geq 0 \\ 1 & x \leq -x_{\max} \\ -\sin(\omega x) & -x_{\max} < x < 0 \end{cases} \quad (7.3)$$

Şekil 7.4’de gösterilen üyelik kümelerine göre bulanıklaştırılan girişler için yapılacak denetime uygun bulanık çıkış tablosu Tablo 7.1’de verilmiştir. Kural tablosu oluşturulurken hata ve hatadaki değişim temel alınarak rotor hızında istenen değişikliği yapacak gerilim genliği katsayısı elde edilmeye çalışılmıştır. Bunu için de hata ve hatadaki değişimin dinamik işaret incelemesi yapılmıştır.

Tablo 7.1. Bulanık çıkış için kural tabanının oluşturulması

$e \backslash de$	NN_{de}	ZZ_{de}	PP_{de}
NN_e	PP_{du}	PP_{du}	ZZ_{du} ▼
ZZ_e	PP_{du}	ZZ_{du}	NN_{du}
PP_e	ZZ_{du}	NN_{du}	NN_{du}

Bulanık çıkarım için kural tablosu işlenirken, “Eğer e Negatif kümede ve de Pozitif kümede ise du Sıfır kümesinde değer alsın, bulanık çıkışın üyelik değeri (μ_{de}), μ_e ve μ_{de} ’nin küçük olanına eşit olsun ” anlamına gelen ;

If e is NN AND de is PP THEN

$$\{\mathbf{du(k)=0}; \quad (7.4)$$

$$\mathbf{\mu_{du(k)=\min\{\mu_e, \mu_{de}\};}$$

kuralları işlenerek;

$$DU = \frac{\sum_{k=1}^n du(k) * \mu_{du}(k)}{\mu_{du}(k)} \quad (7.5)$$

durulaştırılmış çıkış elde edilir. Burada her örneklemede anlık durum için $n=4$ 'tür.

Gerçek zamanlı denetimde hız ve akım örnekleme zamanı sayısal işaret işlemcide oluşturulan bir zaman kesmesi (interrupt) ile elde edilmiş olup SVPWM işaretleri için anahtarlama frekansına uydurulmuştur. Öngörülen sistem için anahtarlama frekansı 2.5kHz alınmıştır. Dolayısıyla örnekleme zaman aralığı 400 μ s dir. Ayrıca yapılan bütün denetim işlemleri bu zaman aralığıyla yinelenmiştir. Durulaştırılmış çıkış kullanılırken, hatadaki değişim hesaplanırken, PID denetiminde türev ve integral değişimler hesaplanırken örnekleme zamanı işlemlere dahil edilmiştir. TMS320F2812 DSP sabit noktalı aritmetik işlem yapmakta olup, çalışmamızda gerçek sinüs değerleri kullandığımız için anahtarlama frekansı 2.5 kHz'te tutulmuştur. 256 ya da 512 verili sinüs tabloları ya da aritmetik işlemler için IQmath Kütüphanesi kullanıldığında daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilmektedir. Sinüs değer tabloları 360°'lik rotor konum değişimini veri sayısına böldüğünden doğruluk ta bu oranda kalmaktadır. Trigonometrik işlem doğruluğunu artırmak üzere işlemcinin hız göz önüne alınarak gerçek sinüs değerleri hesaplatılmıştır.

7.3. Rotor Akımları Vektör Denetimi

Rotor sargı gerilimleri ve elektromagnetik moment bağıntısı, senkron hızla dönen dq-eksen sisteminde (7.6)-(7.8) eşitlikleri ile verilebilir.

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_r \psi_{rd} \quad (7.6)$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_r \psi_{rq} \quad (7.7)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (7.8)$$

Elektromagnetik moment bağıntısında, rotor ve stator akımlarının üretilen momentte birlikte etkin oldukları görülmektedir. Rotor akılarının yönlendirilmesine ilişkin akı ve rotor gerilim bağıntıları makine parametrelerine göre yeniden düzenlenirse;

$$\psi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} = 0 \quad (7.9)$$

$$\psi_{rd} = \psi_r = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \quad (7.10)$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_r}{dt} \quad (7.11)$$

biçiminde yazılabilir. Toplam rotor akısı d-ekseni yönünde seçilip $V_{rd} = 0$ ve $i_{rd} = 0$ olarak denetim sistemi referansları olarak alınır, ψ_r sabit olacaktır. Diğer taraftan, $i_{rd} = 0$ için d-ekseni yönünde seçilen rotor toplam akısı sabit tutulursa $V_{rd} = 0$ olacaktır. Bu durumda elektromagnetik moment, rotor akımı q-bileşeni ile denetlenebilir. İlgili bağıntı (7.12)'de ve denetim sistemi ilkesel modeli Şekil 7.5'de verilmiştir.

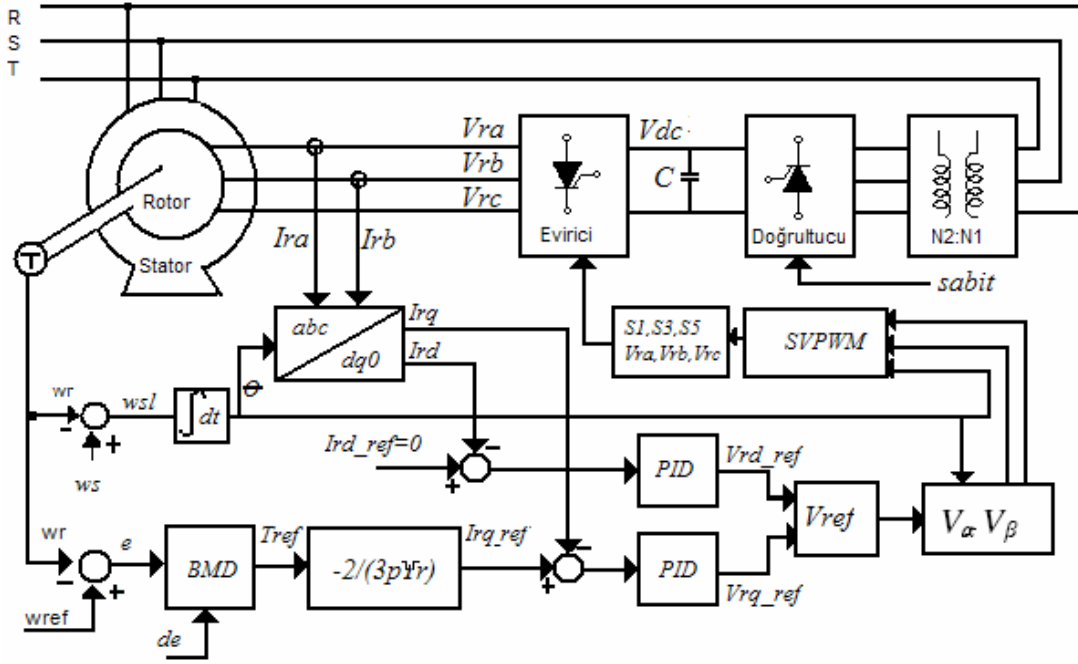
$$T_e = -\frac{3}{2} p \psi_r i_{rq} \quad (7.12)$$

Stator akımı d-bileşenindeki değişim, rotor akısını da etkilediğinden, stator akımları üzerinden denetim yapılmadığından $i_{rd,ref} = 0$ ve $V_{rd,ref} = 0$ setlenerek rotor akısı sabit tutulmuştur. Sistem kararlı duruma oturuncaya kadar, rotor akımı d-bileşeni sıfır olmayacağından rotor akısı da sabit tutulamayacaktır. Bu nedenle rotor akısındaki değişim,

$$d\psi_r = \int (V_{rd} - R_r i_{rd}) dt \quad (7.13)$$

biçiminde olup, toplam rotor akısının hesaplanırken, diferansiyel zaman dilimi için denetim sistemi örnekleme zamanı dikkate alınarak (7.14) numaralı bağıntı yazılabilir.

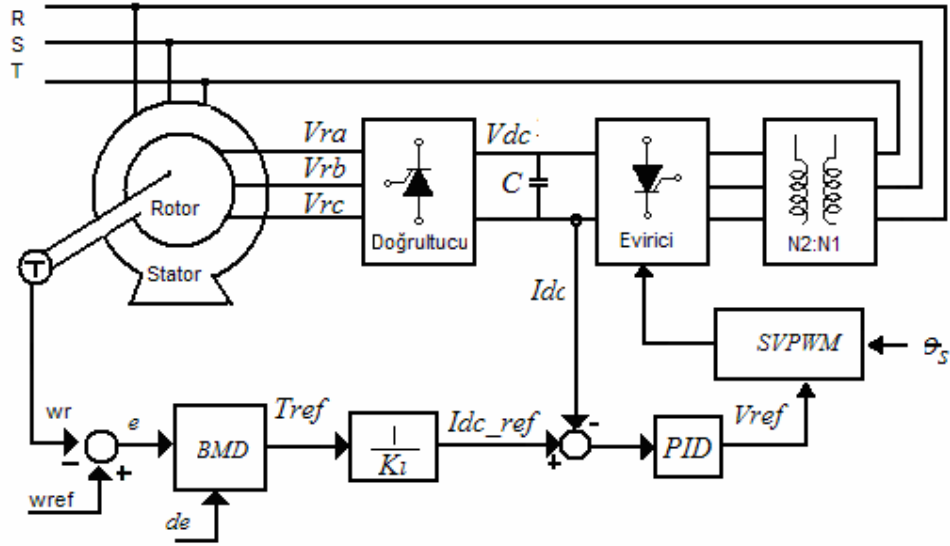
$$\psi_r(k) = \psi_r(k-1) + \Delta\psi_r(k) \quad (7.14)$$



Şekil 7.5. Rotor akımlarının bulanık mantık tabanlı vektör denetimi

Rotor akımları algılanarak dq-eksen dönüşümü rotor döner alan hızıyla yapılır. İstenen hız düzeyine göre belirlenen hata ve hatada ki değişim bulanık mantık denetleyicisinin (BMD) girdileridir. Yük momenti ve meydana gelebilecek tehlikeli moment darbeleri dikkate alınarak rotor akımlarını sınırlayacak dq-referans değerleri BMD ve PID ile belirlenmiş olup hızda ve momentte yapılması gereken değişiklik BMD tarafından sisteme girilmiştir. Yapılacak anahtarlamaların bölgesi buna göre belirlenerek IGBT evirici sürülmüştür. Rotor faz gerilimlerine göre 180° ileri fazda gerilim uygulayabilmek için belirlenen anahtarlama bölgesi, 3 bölge ileri kaydırılarak anahtarlama yapılmıştır.

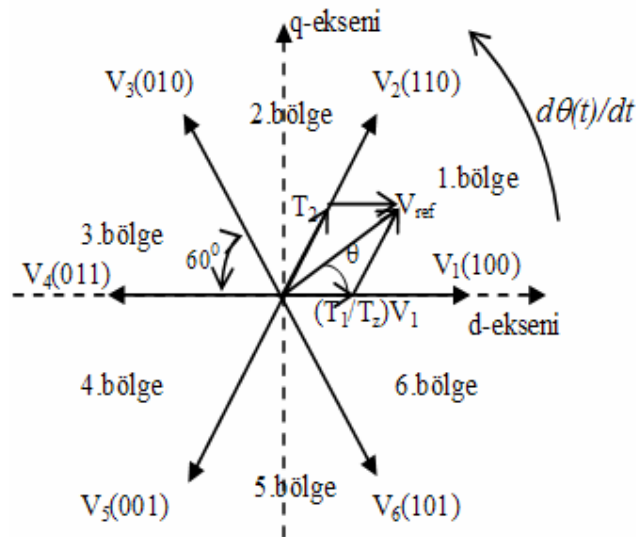
Bir başka uygulama olarak, motor frenleme durumuna girdiğinde ya da anma çalışma hızının altına indirildiğinde, faydalı frenleme çalışması için rotor sargılarında indüklenen gerilimler üç faz denetimsiz doğrultucu, IGBT evirici ve transformatör yardımıyla 50hz'te besleme kaynağına kazandırılma çalışması yapılmıştır. Bu uygulamada sistemde uyum sorunlarına neden olmamak için ohmik ve indüktif yüklerde (reosta, lamba ve 3-faz asenkron motor) denenmiştir. İlkesel devre modeli Şekil 7.6'da verilmiştir.



Şekil 7.6. Senkron altı motor çalışmada hız-moment denetimi

7.4. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM)

Rotor konumu ve akımları algılandığında, hız ve momentte yapılacak olan denetimin yönüne göre referans gerilimin bulunması gereken bölge belirlenir. Uygun gerilim anahtarlama vektörleri, belirlenen anahtarlama süresince uygulanır. Şekil 7.7'de anahtarlama vektörleri ve bölgeler gösterilmiştir.



Şekil 7.7. Anahtarlama vektörleri ve bölgeler (V_n (S1 S2 S3))

T1 ve T2 ilgili gerilim vektörlerinin uygulanma süreleri olup Tz, anahtarlama periyodunun yarısıdır. V0(000) ve V7(111) vektörleri rotor sargı uçlarını kısa devre eden anahtarlama vektörleridir. Anahtar konumunun 1 olması üst anahtarın iletimde olduğunu, sıfır olması da alt anahtarın iletimde olduğunu göstermektedir.

$$|V_{ref}| = \sqrt{(V_{rd})^2 + (V_{rq})^2}, \quad V_{ref_max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (7.15)$$

Anahtarlama sürelerinin hesabında kullanılacak olan gerilim uzay vektör genliği bulunduktan sonra rotor gerilimleri konumu belirlenir. Bu konum değişimi kayma frekansıyla hesaplanır. Gerçek hız ile senkron hız arasındaki bağıl kayma kullanılır. Trigonometri de $\tan(x)$ fonksiyonu ($\pi/2, -\pi/2$) arasında tanımlı olduğundan aşağıdaki eşitlikler kullanılmıştır.

$$V_{rd} > 0 \text{ ve } V_{rq} > 0 \text{ ise } \theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_{rq}}{V_{rd}}\right) = \omega_{sl}t$$

$$V_{rd} < 0 \text{ ise } \theta = \theta + \pi$$

$$V_{rd} > 0 \text{ ve } V_{rq} < 0 \text{ ise } \theta = \theta + 2\pi$$

(7.16)

$$\Delta\theta = 2\pi s f_s \Delta t, \quad \Delta t = 2T_z, \quad \theta(k+1) = \theta(k) + \Delta\theta$$

Rotor sargılarına uygulanacak gerilim kayma frekansında olacağından, yavaşlama ya da hızlanma isteğine ve hatanın büyüklüğüne göre anahtarlama bölgesi belirlenip kayma frekansıyla devam ettirilmiştir. Hatayı en küçük yapacak gerilim vektörü genliğine göre anahtarlama süreleri (T_1, T_2, T_0) hesaplanmıştır.

Kullanılan evirici modeli en fazla sekiz farklı anahtarlama durumuna izin vermektedir. Bu durumlar, anahtarlama vektörlerinin ikili sayı sisteminde ifade edilmesi yanında Şekil 7.7'deki gibi de gösterilebilir. Bu vektörlerin V7 ve V8 anahtarlama durumu, merkezde olup evirici çıkışına sıfır gerilim veren durumlardır. Geri kalan altı durum için kadran altı eşit parçaya bölünür.

$$V_{\alpha_ref} = V_{ref} \cos \theta$$

$$V_{\beta_ref} = V_{ref} \sin \theta$$

$$V_1 = V_{\alpha_ref} \tag{7.17}$$

$$V_2 = \frac{1}{2} (\sqrt{3} V_{\alpha_ref} - V_{\beta_ref})$$

$$V_3 = \frac{1}{2} (-\sqrt{3} V_{\alpha_ref} - V_{\beta_ref})$$

Eğer $V_1 > 0$ ise $A=1$, değilse $A=0$;

Eğer $V_2 > 0$ ise $B=1$, değilse $B=0$;

Eğer $V_3 > 0$ ise $C=1$, değilse $C=0$;

$D=A+2B+4C$ işleminin sonucuna göre;

Eğer $D=1$ ise Bölge=2;

Eğer $D=2$ ise Bölge=6;

Eğer $D=3$ ise Bölge=1;

Eğer $D=4$ ise Bölge=4;

Eğer $D=5$ ise Bölge=3;

Eğer $D=6$ ise Bölge=5;

işlemine göre seçim yapılır. Belirlenen bölge (n) olmak üzere, anahtarlama vektörlerinin uygulama süreleri;

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_z |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\frac{n\pi}{3} - \theta \right) \right) \tag{7.18}$$

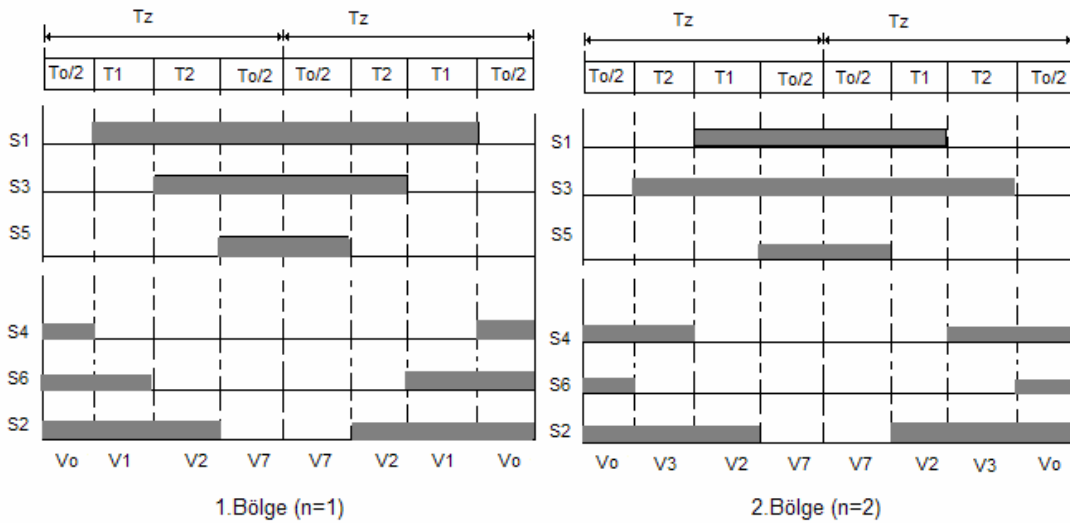
$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_z |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\theta - \frac{(n-1)\pi}{3} \right) \right) \tag{7.19}$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2 \quad (7.20)$$

Bu süreler bulunduğundan sonra, Tablo 7.2 ve Şekil 7.8'e göre her bir bölge için IGBT eviricide ki üst ve alt anahtarların, bir anahtarlama periyodunun yarısındaki (T_z) toplam iletim süreleri hesaplanır.

Tablo 7.2. IGBT evirici anahtarlarının T_z dönemindeki toplam iletim süreleri

Bölge	Üst Anahtarlar (S1,S3,S5)	Alt Anahtarlar (S4,S6,S2)
1	S1= $T_1+T_2+T_0/2$ S3= $T_2+T_0/2$ S5= $T_0/2$	S4= $T_0/2$ S6= $T_1+T_0/2$ S2= $T_1+T_2+T_0/2$
2	S1= $T_1+T_0/2$ S3= $T_1+T_2+T_0/2$ S5= $T_0/2$	S4= $T_2+T_0/2$ S6= $T_0/2$ S2= $T_1+T_2+T_0/2$
3	S1= $T_0/2$ S3= $T_1+T_2+T_0/2$ S5= $T_2+T_0/2$	S4= $T_1+T_2+T_0/2$ S6= $T_0/2$ S2= $T_1+T_0/2$
4	S1= $T_0/2$ S3= $T_1+T_0/2$ S5= $T_1+T_2+T_0/2$	S4= $T_1+T_2+T_0/2$ S6= $T_2+T_0/2$ S2= $T_0/2$
5	S1= $T_2+T_0/2$ S3= $T_0/2$ S5= $T_1+T_2+T_0/2$	S4= $T_1+T_0/2$ S6= $T_1+T_2+T_0/2$ S2= $T_0/2$
6	S1= $T_1+T_2+T_0/2$ S3= $T_0/2$ S5= $T_1+T_0/2$	S4= $T_0/2$ S6= $T_1+T_2+T_0/2$ S2= $T_2+T_0/2$



Şekil 7.8. Bölgelere göre anahtar iletim süreleri ve uygulanan gerilim vektörleri

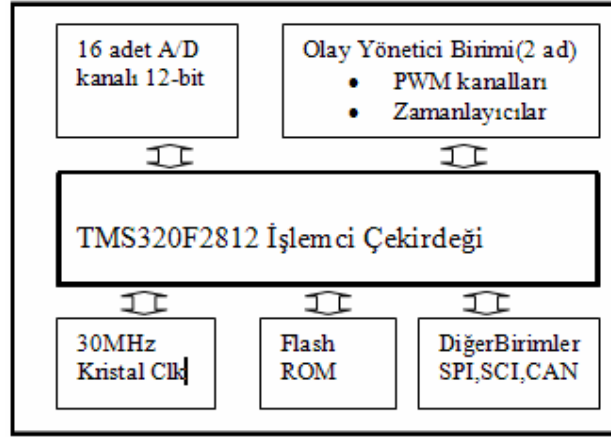
7.5. TMS320F2812 Sayısal İşaret İşlemcisi

Son yıllarda motor/hareket sistemlerin denetiminde daha karmaşık yöntemler geliştirilmiş ve uygulama alanında da buna uyumlu ve hızlı mikroişlemciler geliştirilmiştir. Bunların son sürümlerinden biri de TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisidir. Bu işlemcinin hız-konum-moment denetimini kolaylaştıran geliştirilmiş bir kart modeli olan eZdsp **F2812** olup en temel özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

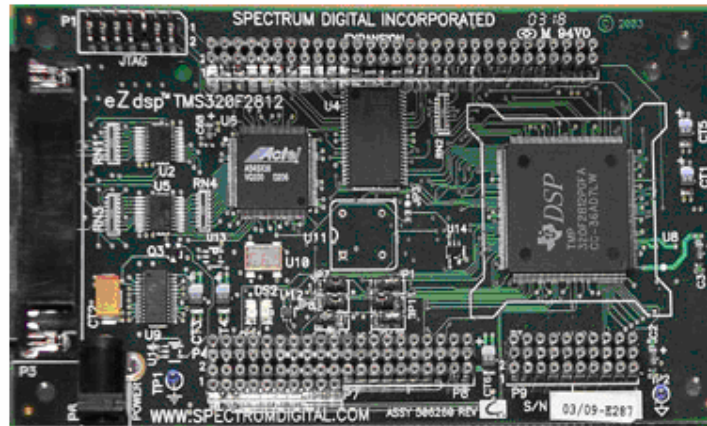
- 30MHz dahili saat girişi
- 150MIPS işlem başarımı
- 6.67ns 32x32-bit MAC işlem zamanı
- 16 PWM çıkışı ve 2 bağımsız Olay Yöneticisi (EVA, EVB)
 - 6 adet karşılaştırma mantıklı tümleyenli çift PWM
 - 4 adet bağımsız PWM çıkışı
 - Programlanabilir ölü zaman birimi
 - 6.67ns PWM çözünürlüğü
 - İndeks girişli 2 adet kare dalga kodlayıcı ara yüzü
 - Programlanabilir 6 adet yakalama girişi
- 16 kanal 12-bit A/D çevirici
 - 0-3v DA giriş
 - 60ns dönüşüm zamanı
 - Bağımsız kayıtçılar
 - Yazılım ya da donanımla başlatma seçeneği
- 4 adet genel amaçlı zamanlayıcı (x=1,2 EVA; x=3,4 EVB)
 - 16-bit zamanlayıcı-yukarı/aşağı sayıcı (TxCNT)
 - 16-bit zamanlayıcı-karşılaştırma kayıtçısı (TxCMPR)
 - 16-bit zamanlayıcı-periyod kayıtçısı (TxPR)
 - 16-bit zamanlayıcı-denetim kayıtçısı (TxCON)
 - Programlanabilir sayma yönü seçicisi (TDIRx)
- 16-bit 7-port genel amaçlı programlanabilir giriş/çıkış
- Tam korumalı, programlanabilir giriş/çıkış kayıtçıları
- 18K word RAM bellek
- 128K word Flash bellek
- 64K word SRAM bellek

- 2 genişleme yuvası
- IEEE 1149.1 JTAG denetleyicisi
- 5V çalışma gerilimi ve çıkışı
- C++ programlama desteği
- Kayan noktalı aritmetik işlem kolaylığı sağlayan IQmath Kütüphanesi

TMS320F2812 işlemcisinin basitleştirilmiş bir donanım modeli Şekil 7.9’da verilmiştir. F2812 işlemcisi gerçekte sabit noktalı aritmetik işlem yapmaktadır. Ancak IQmath kütüphane desteğine uygun değişken tanımlamaları yapıldığında C++ program yazılım kuralları doğrudan işletilebilmektedir. İşlem zamanı ve doğruluğunda kayan noktalı aritmetik işlem zamanı ve doğruluğu yakalanmaktadır.



Şekil 7.9. TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi donanım modeli



Şekil 7.10 eZdsp F2812 sayısal işaret işlemci kartı

Bilgisayar ile paralel port üzerinden haberleşen eZdsp F2812 işlemcisine ilişkin devre ve bağlantı yapıları eklerde sunulmuş olup işlemci kartın genel bir görünüşü Şekil 7.10'da verilmiştir.

Sayısal işaret işlemcide SVPWM çıkışları için öncelikle 2.5kHz'lik bir zaman kesmesi oluşturmak için EVA TIMER1 zamanlayıcı periyodu ayarlanmış olup bu zamanlayıcıya bağlı 400µs'lik zaman kesmesi elde edilmiştir. ADC de bu zaman kesmesiyle okunmuştur. Bağımsız tam karşılaştırmalı ölü zaman ayarlı tümleyenli üç PWM çifti SVPWM'e uygun olarak programlanmıştır. İşlemci 150MHz'e ADC ise 25MHz'e ayarlanmıştır. Rotor ve stator akımlarının okunmasında EVA ve TIMER1 zamanlayıcı kesmesinden yararlanılmıştır. Rotor hızını algılamak için rotor miline sayısal hız kodlayıcı bağlanmış ve bunun beslemesi 5V olarak F2812 kartından aynı toprak seviyesi ile alınmıştır. F2812 işlemcisinin kare dalga kodlayıcı birimi kullanılarak (QEP1/2) rotor hız bilgisi okunmuştur. Bunu içinde EVA TIMER2 zamanlayıcısı ve sayıcısı kullanılmıştır. Denetim programı C++ ve C destekli yazılmış olup, zaman kesmesi denetimi genel amaçlı giriş/çıkış kapılarından A-kapısı kullanılarak yapılmıştır. Programda herhangi bir sinüs okuma tablosu kullanılmamıştır. Denetime ilişkin bir program örneği Ek.2'de verilmiş olup program içinde gerekli açıklamalar yapılmıştır. Anahtarlama periyodu 400µs olmasına rağmen bütün programın gerçekleştirilmesi PID denetim için 200µs, bulanık mantık tabanlı denetim için 300µs sürmüştür. Bulanık mantık üyelik fonksiyonlarında sinüzoid kullanılması ve sinüs tablolarından kaçınılması işlem zamanını anahtarlama periyodu içinde kalmak üzere biraz uzatmıştır.

IGBT evericide aynı yol üzerinde bulunan anahtarların işaret geçişlerinde kısa devre olmasını önlemek amacıyla IGBT verilerinden faydalanarak ölü zaman 3µs olarak programlanmıştır.

7.5.1. TMS320F2812 DSP Programlama Arayüzü

Texas Instruments firmasının ürettiği bu sayısal işaret işlemcisi, Code Composer Studio (CCS) ile birlikte gelmektedir. İşlemcinin programlanması C++ ve ASM ile yapılabildiği gibi MATLAB Simulink, VISSIM gibi özel paket programlar da kullanılabilir. Ancak oluşturulan program kodları yine CCS aracılığıyla işlemciye yüklenmektedir. Bu işlem için CCS kullanılan program tarafından çağrılmaktadır.

CCS'de açılan her yeni proje için kullanılan işlemciye ilişkin *f2812.gel* dosya eklenmelidir. F2812 işlemcisinin bütün birimlerinin adresleri ve adları C++ desteği ile neyse yönelimli olarak tanımlanmıştır. Bu nedenle standart olarak işlemci birimlerine ilişkin başlık dosyaları, kütüphane dosyaları ve kullanıcı tarafından değiştirilebilen kaynak dosyaları açılan projeye eklenmelidir. Bu dosyalar, kullanıcı tarafından oluşturulacak yeni denetim yazılımları gibi kaynak dosyaları ile bağlanarak çıkış dosyası üretilir ve işlemciye yüklenir.

İşlemcinin kullanılan birimlerine göre giriş/çıkış kapıları, ADC girişleri, PWM çıkışları, sayısal veri çıkışları, işlemci ve kullanılan birimlerin uygun çalışma hızları mevcut kaynak dosyalarında değiştirilir. Özellikle kesme (interrupt) vektörleri program zamanlaması açısından doğru ayarlanmalıdır. Örneğin 2.5kHz'lik bir PWM işareti üretimi için 400µs'lik bir zaman kesme vektör yazılımı yapılmalıdır. Denetimi yürütecek program yada program grubu bu süre içinde bir çevrimini tamamlamalıdır. Her giriş/çıkış kapısı; giriş, çıkış, işaret yakalama ya da PWM için bağımsız olarak ayarlanabilir. Ancak işlemci bilgi sayfalarında verilen bacak bağlantı yapılarına dikkat edilmelidir. İşlemcinin temel birim kayıtçıları tam korumalı olduğundan gerekli ayarlar yapılırken koruma kaldırılır ve ayarlama sonunda koruma kodları yeniden etkin yapılır.

Tez kapsamında oluşturulan denetim yazılımı için alt bölümlerde sırasıyla hangi ayarların nasıl yapıldığı verilmiştir.

7.5.2. F2812 DSP Sistem Başlangıç Ayarları

Kullandığımız işlemcinin bütün başlık dosyalarının bulunduğu ana başlık dosyası olarak aşağıdaki dosyalar programa eklenmiştir.

```
DSP281x_Device.h"
DSP281x_Examples.h"
```

DSP yongasında bulunan kendi çevresel birimlerinin (PLL, WatchDog Timer vb.) çalışma hızları ve etkin edilip edilmeme durumları **DSP281x_SysCtrl.c** kaynak dosyasında ayarlanmıştır. Programa bu kaynak dosya;

```
IntSysCtrl();
```

koduyla dahil edilmiştir. Kaynak kod dosyalarının bulunduğu (source files) bölüme de DSP281x_SysCtrl.c dosyası eklenmiştir. Bu dosya da sistem saat hızı ayarı HSPCLK hızına oranla PLL çıkışı olarak 150MHz çalışma durumu için aşağıdaki kaynak, koruma kaldırılarak, eklenmiş ve kayıtçılar tekrar korumaya alınmıştır. Kullanılan kayıtçı nesne adları:

```
EALLOW;
SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x0000;
EDIS;
```

Genel amaçlı giriş/çıkış kayıtçılarının ayarları kaynak dosyasında olduğundan, sayısal giriş ve çıkış olarak kullanılacak kapıların kayıtçıları yine korumalı olarak bu dosyada ayarlanır ve dosya ana program içine;

```
InitGpio( );
```

koduyla dahil edilir. **DSP281x_Gpio.c** kaynak dosyası da projeye eklenir. GPIO PortB'nin ilk sekiz bitinin çıkış, son sekiz bitinin giriş olarak ayarlandığı kaynak kodları aşağıdaki gibidir. Genel tanımlama kapı(port) yönlendirme kayıtçısında(GPBDIR) yapılmaktadır.

```
EALLOW;
GpioMuxRegs.GPBMUX.all = 0x0;
GpioMuxRegs.GPBDIR.all = 0x00FF;
GpioMuxRegs.GPBQUAL.all = 0x0;
EDIS;
```

Çevresel birimlerin kesme vektör tablosu işlenirken işlemci temel kesmelerinin yetkisiz kılınması gerekir. Bunun için CPU kesmeleri yetkisiz kılınır ve kesme bayrakları (interrupt flag) temizlenir. Gerekli kod sırası aşağıdaki gibidir:

```
DINT;
InitPieCtrl( );
```

```

IER=0x0000;
IFR=0x0000;
InitPieVectTable();

```

Çevresel birimlerin kesme vektörleri **DSP281x_PieCtrl.c** kaynak dosyasında ayarlanır. Bu dosya kaynak dosyalar bölümüne dahil edilir. Bu dosyada eğer ADC örnekleme zamanına göre bir kesme vektörü kullanılacaksa;

```

InitAdc();
EALLOW;
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
EDIS;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;
IER |= M_INT1;
EINT;
ERTM;

```

kaynak kodları girilmelidir. Ancak ADC'nin kesme vektörleri CPU zamanlayıcılarından bağımsız değildir. Bu yüzden CPU'nun gerçek zamanlı kesmeleri de yetkilendirilmiştir. Eğer bir bağımsız zaman kesmesi kullanılacak ve ADC'nin buna uyması istenirse, zamanlayıcılardan birisine ilişkin kesme vektörü ayarlanmalıdır. Ayrıca zamanlayıcının sayaç durumuna göre kesmenin anı da belirlenebilmektedir. Program döngüsü sonunda da kullanılan kesme vektörüne uygun bayraklar ayarlanır. TIMER1'in setlenen sayıcı değerine göre, sayıcı sıfırlama durumuna göre, sayıcı sonlanma durumuna göre ya da sayıcı karşılaştırma değerine (CMPR VALUE) kesme üretebilen bir kesme vektörüne sahiptir. TIMER1 periyot değerine göre kesme üreten TIMER1 zamanlayıcısı kesme vektörü kaynak kodları aşağıdaki gibi oluşturulmuştur.

```

EALLOW;
PieVectTable.T1PINT = &t1pint_isr;
EDIS;
PieCtrlRegs.PIEIER2.bit.INTx4 = 1;
IER =0x0002;

```

EINT;
ERTM;

Genel kesme hizmet yordamları (Interrupt Service Routine) **DSP281x_DefaultIsr.c** kaynak dosyasında olup, bu dosya kaynak dosyaları bölümüne dahil edilmelidir. Kaynak kodlarını yazdığımız kesme vektörleri ayarlanmadan önce;

InitPieVectTable();

kaynak kodu ana programa dahil edilmelidir. Ayrıca çevresel birimler başlangıç değerlerine ayarlanması gerektiğinden, **DSP281x_InitPeripherals.c** dosyası kaynak dosyaları bölümüne dahil edilip ana programa;

InitPeripherals();

kaynak kodu eklenmelidir. Denetim sistemleri uygulamasında en çok kullanılan birimlerden birisi de ADC dir. Bu yüzden gerekli ayarlamalar sonra yapılmak üzere başlangıç ayar kodları bölümünde;

InitAdc();

kodu yazılarak, kaynak dosyaları bölümüne **DSP281x_Adc.c** dosyası da eklenmelidir. F2812 işlemcisine ilişkin genel değişken ve nesne tanımlarının yapıldığı **DSP281x_GlobalVariableDefs.c** dosyası ve **DSP281x_CodeStartBranch.asm** dosyası yine kaynak dosyaları bölümüne eklenmelidir.

Denetim amaçlı oluşturacağımız ana programa başlamadan önce kütüphane ve başlık dosyalarının kaynak dosyaların derlenmesinden sonra çıkış dosyasının işlemci belleğinde yerleşeceği haritalama, bağlayıcı ve yükleyici dosyalar eklenmelidir. Bunlar **DSP281x_Header_nonBIOS.cmd** ve **F2812_EzDSP_RAM_Ink.cmd** dosyalarıdır. Bütün bu sözü edilen dosyalar CCS kurulumunda mevcuttur. Sadece açılan projeye eklenmesi ve ayarlanması gerekir. Örnek projelerden yola çıkarak, gerekli ekleme ve düzenleme işlemi daha kolaydır. Ancak F2812 işlemcisine ilişkin çevresel birimlerin başlık dosyalarının üretici firma web destek sitesinden indirilip kurulması gerekmektedir.

7.5.3. TMS320F2812 DSP Kayıtçılarının Kullanımı

F2812 işlemcisinin bütün çevresel birimleri C++ desteğinde nesne olarak bit düzeyine kadar tanımlıdır. Programlamaya başlamadan önce başlık dosyaları tek tek incelenip kayıtçı nesne adları belellenmelidir. Program yazımı sırasında CCS'de yardımcı olmaktadır. Açılan TAB menülerden kayıtçının ilgili bitleri ya da tamamı seçilebilir. Yapılacak işleme göre işlemci bilgi sayfalarından uygun kayıtçılar belirlenip sırasıyla setlenmelidir. Aşağıda genel amaçlı giriş/çıkış seçici kayıtçılarında GPIO_PORT_A'nın bit düzeyinde PWM çıkışı yetkilendirmesi için bir örnek verilmiştir.

```
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM1_GPIOA0=1;
```

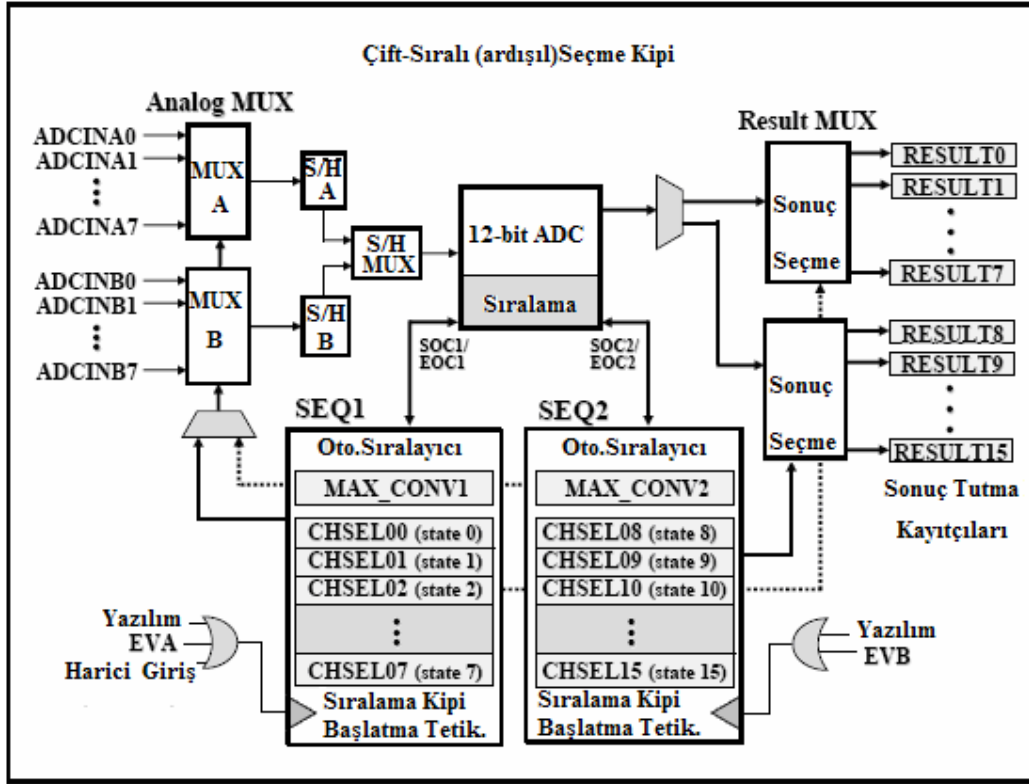
Burada;

GpioMuxRegs	: Genel Amaçlı Giriş/Çıkış Seçici Kayıtçısı
GPAMUX	: GpioMuxRegs kayıtçısı altında bulunan A Kapısı Kayıtçısı
bit	: A Kapısı Kayıtçısında "bit" düzeyinde işlem yapılacağı
PWM1_GPIOA0=1	: A Kapısının A0 biti seçileceği ve PWM çıkışı olduğu

yazılan kodla belirtilmiştir.

7.5.4. Analog Sayısal Dönüştürücü Ayarları

F2812 işlemcisi 12-bit çözünürlüklü 16 adet (2x8) 0-3V DC analog girişli bir ADC'ye sahiptir. Programın işlemcide koşturulması sırasında okunacak analog girişlerin sayısı ve analog işaretin hangi bacağa bağlandığı, dönüştürme sırası ve biçimi ayarlanmalıdır. Örnekleme zamanı ve dönüştürülen işaretin sayısal değerinin ana program tarafından hangi sıklıkla alınacağı kesme vektörleriyle belirlenir. ADC'nin örnekleme hızı ise sistem saat hızına göre bağımsız olarak ayarlanabilmektedir (Şekil 7.11 ve Şekil 7.12). Çalışmamızda ADC **25Mhz** hızında ve dönüştürme biçimi **sıralı kip** olarak seçildi. Böylece okunacak akım ya da diğer analog girdiler öncelik sırasına göre dönüştürülmüştür.



Şekil 7.11. ADC biriminin sıralı dönüşüm kipi blok çizgesi

Bağlanmış analog kanal sayısı (ADCMAXCONV), dönüşüm yapılırken hangi kanalın hangi sonuç kayıtçısında tutulacağı (ADCSELSEQx ve ADCRESULTx), hangi olay yöneticisinin dönüşümü yeniden başlatacağı (EVA_SOC_SEQx) ve kesme vektörünün yeniden yetkilendirilmesi (INT_ENA_SEQx) her TIMER1 periyoduna bağlı gerçekleşen kesmeler için ayarlanmıştır. İlgili kayıtçılar (ACTRLx, ADCMAXCONVxx, ADCCHSELSEQx) **AdcRegs** içinde bulunur. Kullanılan ayarlar örnek olarak aşağıda verilmiştir.

```

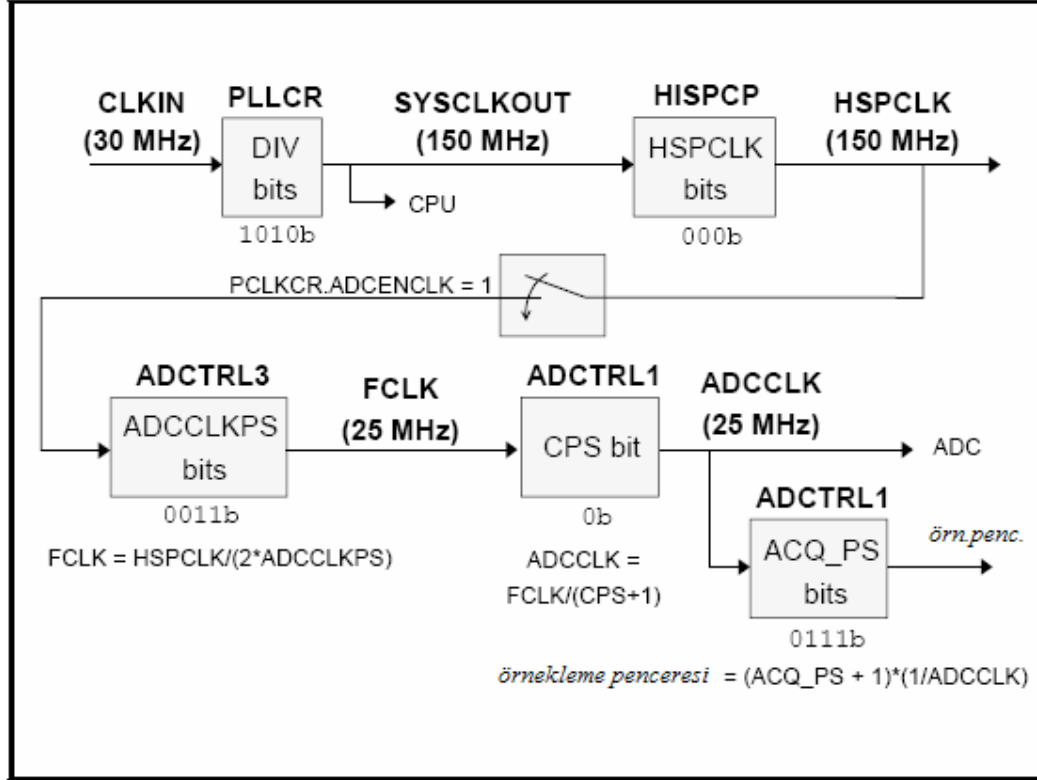
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0002;           // üç adet kanal dönüştürülecek
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x7;     // ADCINA7 bilgisi ADCRESULT0'a
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x6;     // ADCINA6 bilgisi ADCRESULT1'e
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x0;     // ADCINA0 bilgisi ADCRESULT2'e
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EVA_SOC_SEQ1 = 1;      // Sıralı mod EVA olay yön.yetkili
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1;      // Kesmeler dönüşüm sonunda yetkili
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS=3;           // ADC örnekleme hızı 150/6=25Mhz

```

```

AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS=0;           // Ardışıl dönüşüm hızı (pipeline)
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS=7;       // ADC örnekleme penceresi

```



Şekil 7.12. ADC çalışma hızının ayarlanmasına ilişkin blok çizge

Sayısal değere dönüştürülen analog bilgiler ADCRESULTx kayıtçılarında tutulur. Bu kayıtçılar 16-bit olmasına rağmen ADC 12-bit olduğundan tutulan sayısal bilgi normal analog değerine dönüştürülmeden önce 4-bit sağa kaydırılarak kullanılmıştır. Örnek kod aşağıdaki gibidir. F2812 işlemcisi ADC'si 0.732mV/bit duyarlılıktadır. Çok salınım yapan 12-bit yerine 11-bit kullanılabilir.

```
RefVoltDigital=(AdcRegs.ADCRESULT2 >>4);
```

```
RefVoltAnalog= RefSpeedRealDigital*3.0/4095;
```

Eğer dörtten fazla kanal dönüşümü yapılacaksa, SEQ1 ve SEQ2 kipleri ADCTRL1 ve ADCTRL2 kayıtçılarında setlenir. Bunun için Tablo 7.3'den faydalanılabilir.

Tablo 7.3. ADC kanal seçim kayıtcı değerleri

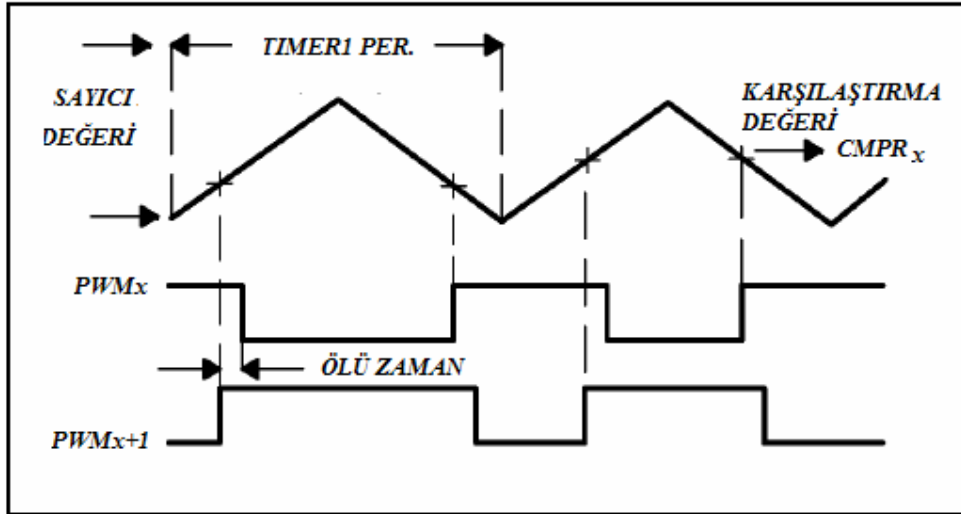
	Bits 15-12	Bits 11-8	Bits 7-4	Bits 3-0	
0x007103	CONV03	CONV02	CONV01	CONV00	ADCCHSELSEQ1
0x007104	CONV07	CONV06	CONV05	CONV04	ADCCHSELSEQ2
0x007105	CONV11	CONV10	CONV09	CONV08	ADCCHSELSEQ3
0x007106	CONV15	CONV14	CONV13	CONV12	ADCCHSELSEQ4

7.5.5. PWM işaretlerinin Üretimi

İşlemcinin daha önce sözü edilen zamanlayıcıları ve karşılaştırma mantık birimi kullanılarak üç-çift bağımsız tümleyenli PWM işaretleri üretilir. Aynı hat üzerindeki anahtarların kısa devre olmasını önlemek amacıyla ölü zaman mantık birimi de ayarlanır. Çalışmamızda TIMER1 ve EVA olay yöneticisi kullanılarak farklı frekanslarda PWM işareti üretilmiştir. Sayıcı yukarı-aşağı (up-down mode) çalışma kipine ayarlanarak,

$$f_{pwm} = \frac{f_{pcu}}{T1_{per} \cdot TPS_{T1} \cdot HISCP} = \frac{150MHz}{(2 \times 30000) \cdot 1.1} = 2500 Hz$$

anahtarlama frekansı elde edilir.



Şekil 7.13. Zamanlayıcılar ve simetrik PWM çiftlerinin üretimi

TIMER1_PERIOD değeri 30000 setlendiğinde, toplam zaman sayacı önce yukarı sonra aşağı 60000 sayacaktır. Ayrıca her zamanlayıcının (TIMERx) bağımsız olarak üç ayrı karşılaştırma değeri girilebilmektedir. Bunlar CMPRx kayıtçılarında tutulur. İlgili kayıtçılar EvaRegs ve EvbRegs içinde bulunur. Simetrik bir PWM işaretinin zamanlayıcılarla üretim ilkesi Şekil 7.13’de gösterilmiştir. EVA olay yöneticisinde sayıcıyı sıfırdan başlatan, TIMER1 periyodunu setleyen ve periyot sonunda ADC için kesme üretecek kodlar aşağıdaki gibidir.

EvaRegs.T1PR =30000;	:2.5kHz için periyot değeri
EvaRegs.GPTCONA.bit.T1TOADC = 2;	:Periyot sonunda kesme yetkisi
EvaRegs.T1CNT=0x0000;	:Sayıcı başlangıç değeri

Her periyot sonunda kesme bayrakları ve vektörleri yeniden ayarlanmıştır.

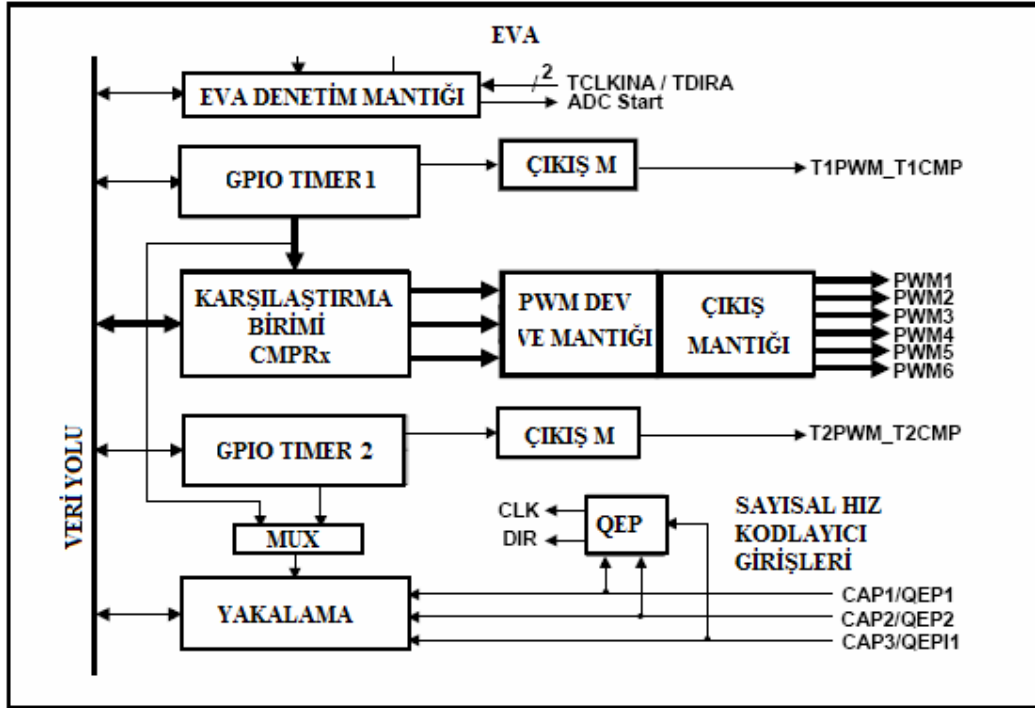
```
EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT=0;
EvaRegs.EVAIFRA.bit.T1PINT=1;
EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT=1;
```

EVA olay yöneticisinin TIMER1 için yukarı-aşağı sayma kipi ve karşılaştırma mantık biriminin etkin edilmesi için aşağıdaki setleme yapılmıştır.

```
EvaRegs.T1CON.all = 0x0842;
```

Her karşılaştırma işleminde PWM_X ve PWM_{x+1} işaret çiftinin, sayıcı değerinin karşılaştırma değerine ulaştığında PWM_X in yükselmesi ve PWM_{x+1} 'in düşmesi için aşağıdaki setleme yapılmıştır.

```
EvaRegs.ACTRA.all=0x0666
```



Şekil 7.14. EVA Olay yöneticisine bağlı işlemci birimleri

Sabit darbeleme oranlı PWM üretimi için karşılaştırma değerleri (CMPRx) sabit girilir. SVPWM üretiminde anahtarlama süreleri her bir IGBT anahtar grubu için farklı ve her adımda değiştiği için hesaplanan anahtarlama süreleri CMPR değeri olarak alınmıştır. Örnek kodlar aşağıda verilmiştir. S1, S2, S3 hesaplanan anahtarlama süreleridir.

```
EvaRegs.CMPR1= EvaRegs.T1PR -S1; //PWM1-2
```

```
EvaRegs.CMPR2= EvaRegs.T1PR -S3; //PWM3-4
```

```
EvaRegs.CMPR3= EvaRegs.T1PR -S5; //PWM5-6
```

F2812 sayısal işaret işlemcisi daha önce de sözü edildiği gibi genel amaçlı giriş/çıkış kayıtcı ve kapılarına sahiptir. Bu nedenle üretilen PWM işaretlerinin görülebilmesi için bit düzeyinde PWM çıkışları ayarlanmıştır. EVA kayıtcı ve mantıksal birimleri Şekil 7.14'de gösterilmiş olup, PWM çıkışlarını ayarlayan kod yazılımı aşağıdaki gibidir.

```
EALLOW;
```

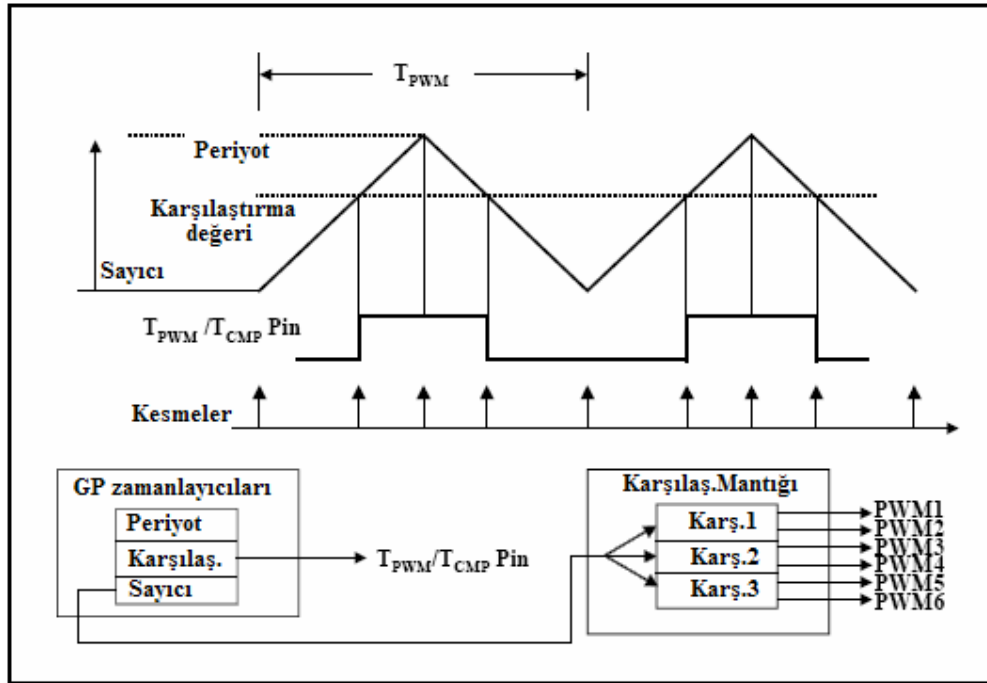
```
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM1_GPIOA0=1;
```

```

GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM2_GPIOA1=1;
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM3_GPIOA2=1;
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM4_GPIOA3=1;
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM5_GPIOA4=1;
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM6_GPIOA5=1;
EDIS;

```

Ayrıca GP zamanlayıcılarının da bağımsız olarak periyot ve karşılaştırma değerleri ayarlanarak, iki-çift tümleyenli PWM işareti üretilebilmektedir. Bunlar T1PWM_T1CMP ve T2PWM_T2CMP'dir. Sabit darbe genişlikli simetrik bir PWM işaretinin üretim süreci blok çizgesi Şekil 7.15'de gösterilmiştir. GPIO_A kapısından alınan PWM işaretleri güç ve sürücü devresinden yalıtılarak kullanılmıştır.

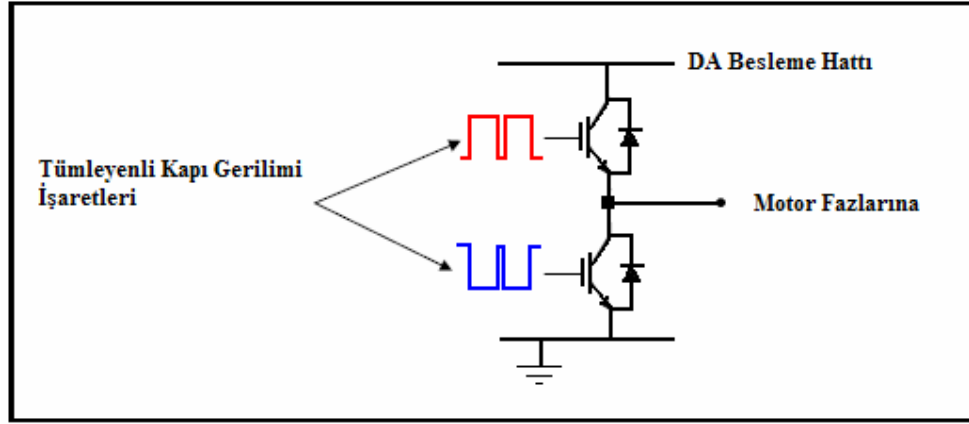


Şekil 7.15. PWM işareti üretim süreci blok çizgesi

7.5.6. PWM işaretleri Arasında Ölü Zaman Ayarı

IGBT eviricilerde aynı hatta bağlı anahtarlar, biri diğerinden tümleyenli üretilmiş PWM işareti ile sürülürse sürücü işaretin düşen ve yükselen kenarlarında anahtar hızları

yavaş kaldığı için üstteki anahtar henüz tıkamaya gitmeden alttaki anahtar tetiklenmiş ve ilettime sokulmaya zorlanmıştır (Şekil 7.16). Bu durumda DA besleme hattı bu anahtarı grubu tarafından kısa devre olmakla birlikte IGBT anahtarlar da kısa devre akımından etkilenerek yanmaktadırlar.

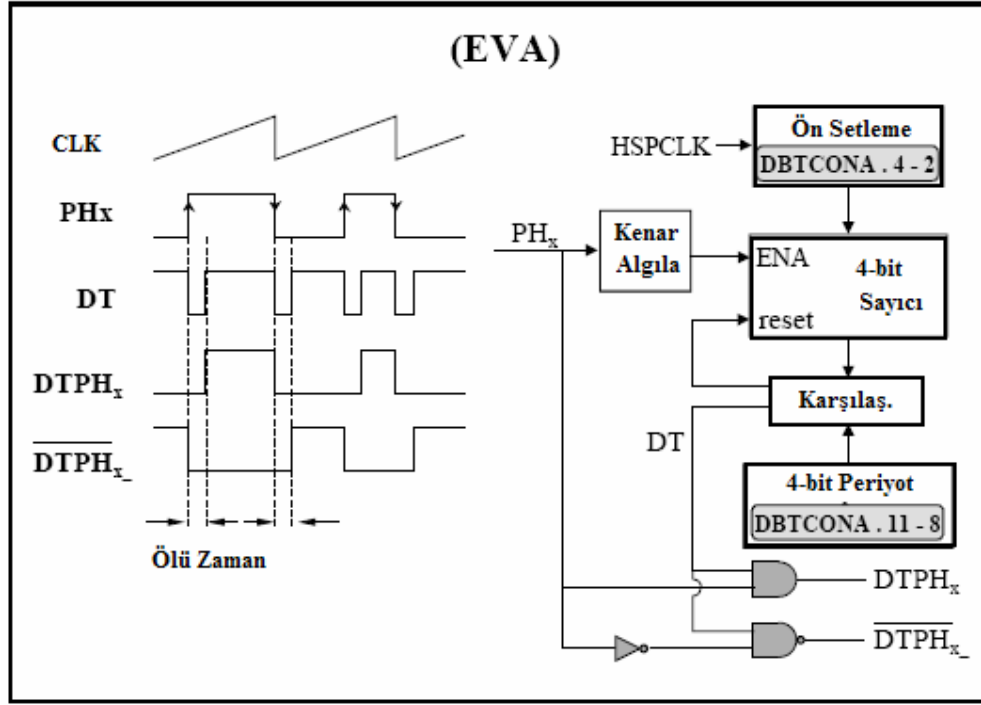


Şekil 7.16. Aynı Besleme hattına bağlı anahtarların ölü zamanlı sürülmesi

Bu durum basit elektronik devreler ya da entegre devrelerle çözülebilsede haricen kullanılan devre elemanlarının hızı sayısal işaret işlemciye yetişemediği ve devre elemanlarının toleransları farklı olduğu için yine sorun çıkmaktadır. En doğru çözüm tümleyenli PWM işaretlerini sayısal işaret işlemcisinde ölü zamanlı olarak üretmektir. F2812 işlemcisinde bunun için özel kayıtlar ve mantıksal birimler vardır (Şekil 7.17).

İşlemcide öncelikle ölü zaman mantık birimi etkinleştirilmiştir. Daha sonra güç devresindeki anahtar elemanların ilettime geçme ve tıkamaya gitme süreleri göz önüne alınarak uygun bit kombinasyonu DBTCONA ve COMCONA kayıtlarında ayarlanır. PWM tümleyen çiftleri arasında 3µs'lik bir ölü zaman ayar kodları aşağıdaki gibidir.

```
EvaRegs.DBTCONA.bit.EDBT1=1; // PWM1-2 için yetki verildi.
EvaRegs.DBTCONA.bit.EDBT2=1; // PWM3-4 için yetki verildi
EvaRegs.DBTCONA.bit.EDBT3=1; // PWM5-6 için yetki verildi
EvaRegs.COMCONA.all=0xA600; // SVPWM etkin ise 0xB600
EvaRegs.DBTCONA.bit.DBTPS=6; // Ölü zaman süresi ,
EvaRegs.DBTCONA.bit.DBT=12; // 3µs olarak ayarlandı.
```

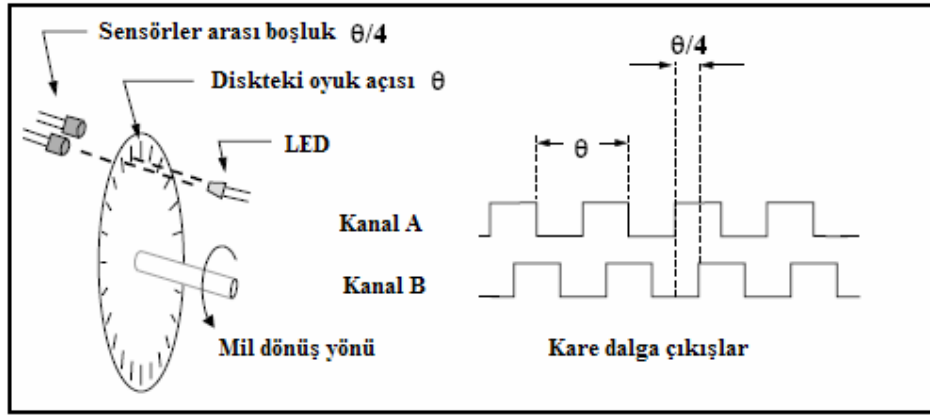


Şekil 7.17. EVA olay yöneticisine bağlı ölü zaman birimleri blok çizgesi

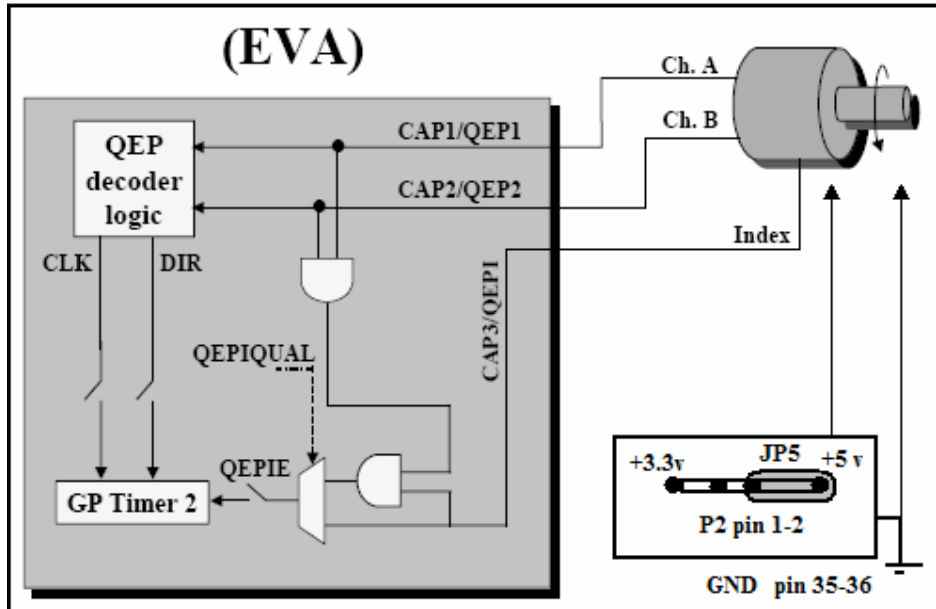
Şekil 7.17’de verilen EVA kayıtlarınının 16-bitlik açılımları bilgi sayfalarından bakılarak ölü zaman kombinasyonu değiştirilebilir. İşlemci hızı 75Mhz seçilirse yukarıdaki ayarlamalar 6µs’lik ölü zaman üretecektir. Bunun nedeni, DBTCONA zamanlayıcılarının işlemci saatini kullanmasıdır.

7.5.7. Sayısal Hız Kodlayıcıdan Bilgi Okunması

Çalışmamızda bilezikli asenkron makinenin farklı çalışma durumları göz önüne alınarak konum bilgisinin analog olarak alınmasında gürültü ve ADC etkilerini ve ortadan kaldırmak için sayısal konum kodlayıcı kullanılmıştır (ENB-1024-3-1). Kodlayıcının beslemesi işlemciden alınarak, kodlayıcı çıkış işaretlerinin GND seviyesi F2812 ile eşitlenmiştir. Kullanılan sayısal hız/konum kodlayıcı iki fazlı işaret üretmektedir. Fazlardan biri QEP1, diğeri QEP2 adlı işlemci bacağına bağlanmıştır. Bu bağlantılar GPIOA kayıtları ve kapısında olduğundan GPIOA8_QEP1 ve GPIOA9_QEP2 öncelikle giriş olarak ayarlanmıştır.



Şekil 7.18. Sayısal konum kodlayıcının çalışma ilkesi



Şekil 7.19. Sayısal konum kodlayıcının F2812 işlemcisine bağlantısı

QEP1 ve QEP2'den gelen kare dalga işaretlerinin hem yükselen hem de düşen kenarlarında sayma işlemi gerçekleşir. Böyle devir başına 1024 kare dalga üreten bir kodlayıcı için sayıcı 4096 sayısına ulaşır. PWM anahtarlama periyodu 2.5kHz ise, sayısal hız bilgisi de $400\mu s$ aralıklarla okunacaktır. Bu durumda en fazla devir sayısı 3000 dev/d göz önüne alınarak $400\mu s$ 'de sayıcı değeri 81,92 olmalıdır. Bu tam sayı olmadığından, hız bilgisinin her anahtarlama periyodunda bir okunması hataya yol açacaktır. Bu nedenle sayıcı 25 döngüde okunarak en yakın tam sayısı 2048 elde edilmiştir. Bu da tam duyarlılıkla hız bilgisinin normal değere çekilmesini sağlamıştır. 5kHz anahtarlama frekansı için bu

sayı 1024 olarak hesaplanmıştır. Hız bilgisi normal değeri çarpanı (3000/1024)'tür. Sayısal hız kodlayıcı Şekil'da ki gibi bağlanmıştır. GPIO_TIMER2 ve sayıcısı kullanılarak hız bilgisi okunmuştur. Bunun için aşağıdaki kodlama bit düzeyinde yapılmıştır.

1.adım: QEP1 ve QEP2 giriş için yetkilendirildi.

```
EALLOW;
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.CAP1Q1_GPIOA8=1;
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.CAP2Q2_GPIOA9=1;
EDIS;
```

2.adım: Zamanlayıcı periyodu ayarlandı, sayıcı sıfırlandı.

```
EvaRegs.T2PR=0xFFFF;
EvaRegs.T2CNT=0x0000;
```

3.adım: Sayıcının iki yönlü sayışına izin veren, TIMER1'den bağımsız çalışmayı sağlayan, arıza durumunda programa durma işareti üreten, işlemci frekansından bağımsız çalışmayı sağlayan TIMERx karşılaştırıcılarını devre dışı bırakan, TIMER2'yi periyodunu esas alan EvaRegs içindeki T2CON kayıtçısının FREE=0, SOFT=0, DMODE=3, T2SWT1=0, TPS=0, TCLKS10=3, TCLD10=0, TECMPR=0, SET1PR=0, TENABLE=1 bit düzeyinde kodlarına karşılık gelen:

```
EvaRegs.T2CON.all=0x1870;
```

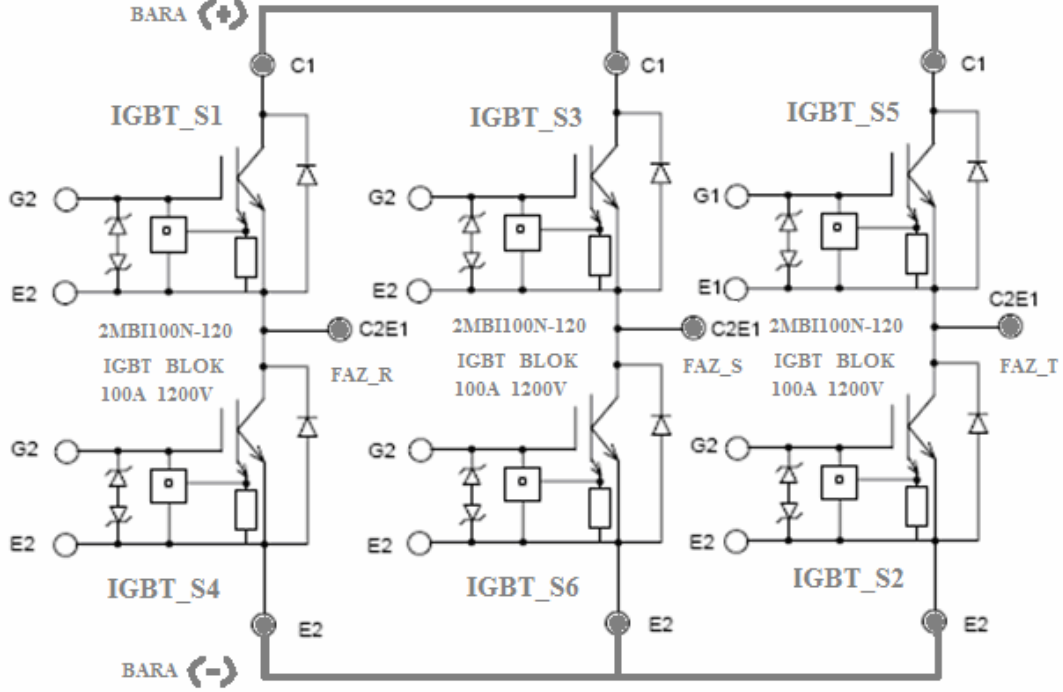
kodu eklenmiştir. Index işaretine ihtiyaç duyulmadığından yakalama kayıtçısını devre dışı bırakmak için CAPCONA kayıtçısı uygun değerine ayarlanmış olup aşağıdaki gibidir:

```
EvaRegs.CAPCONA.all=0xE000;
```

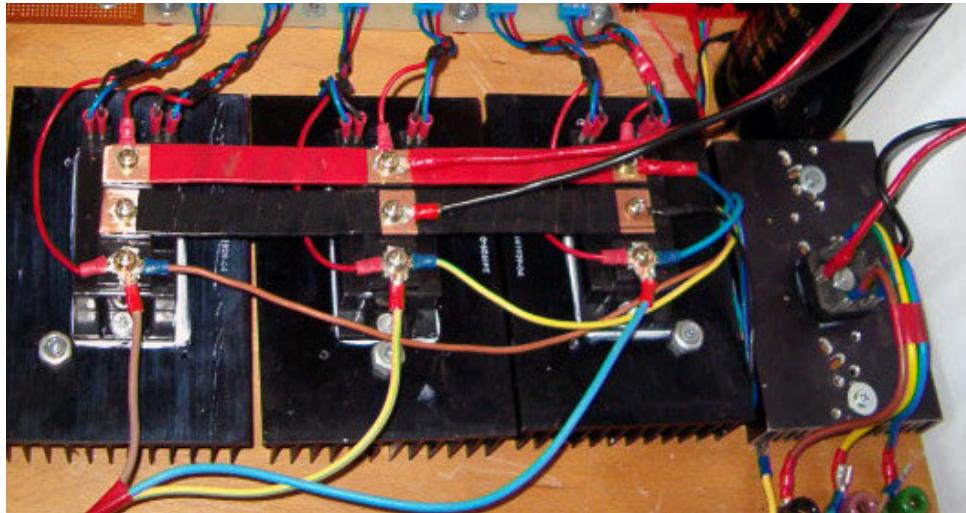
7.6. Gerçekleştirilen Güç ve Denetim Devreleri

Tasarlanan sistemin enerji akış yönüne göre her durumda üç fazdan doğrultulmuş bir gerilim, besleme kaynağı frekansına ya da rotor sargı gerilimleri frekansına uygun genlik ve fazda dönüştürülmek üzere IGBT eviriciye uygulanmıştır. Senkron üstü hız denemelerinde aşırı rotor akımları gerçekleşmiştir. Bu nedenle senkron hız yakınlarında

hız denetimi çalışmaları için **100A 1200V IGBT** ikili bloklar seçilmiş olup üç faz gerilim beslemeli evirici güç anahtarları devresi Şekil 7.20 ve Şekil 7.21’de gösterilmiştir.

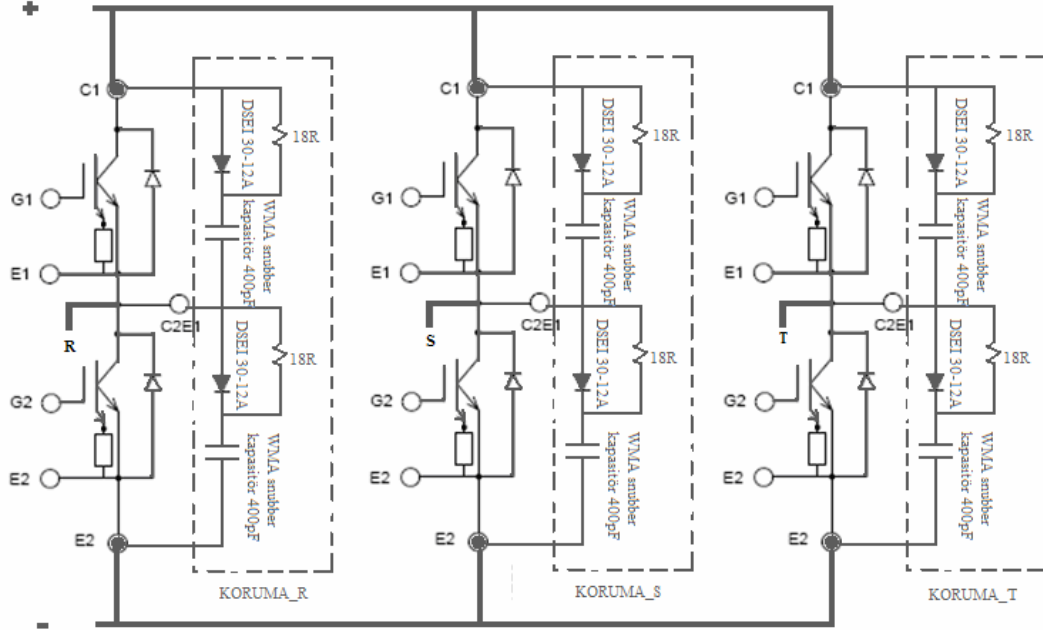


Şekil 7.10. 2MBI100N-120 IGBT ikili blok yapısı ve üç faz evirici bağlantısı

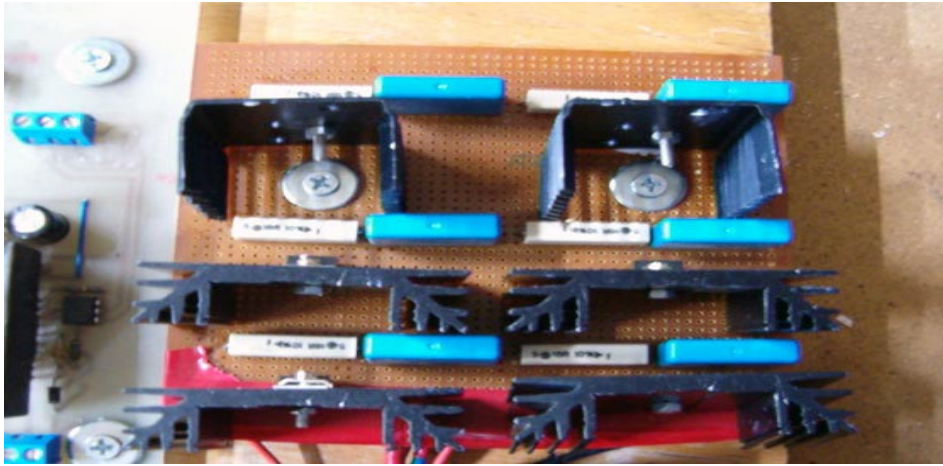


Şekil 7.21. IGBT evirici güç anahtarları devresi

IGBT eviricinin özellikle kesime giden anahtarlarında iki kat tıkama gerilimi olduğundan ayrıca kesimde söndürme devresi de tasarlanmıştır. Motor ve transformatörden dolayı sürülen sistem endüktansı yeterli olduğu için iletimde söndürme devresi kullanılmamıştır. **DSEI 30-12A (26A 1200V)** hızlı diyotların kullanıldığı söndürme devresi Şekil 7.22’de gösterilmiştir.

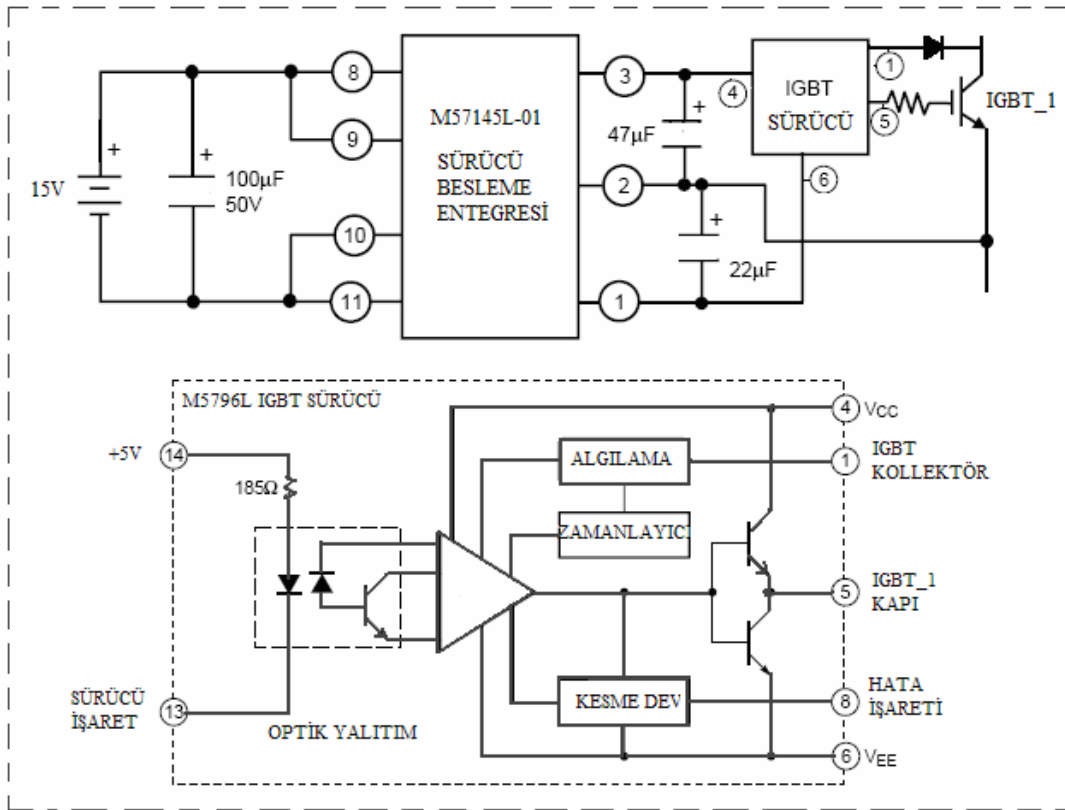


Şekil 7.22. IGBT evirici kesimde söndürme (koruma) devresi

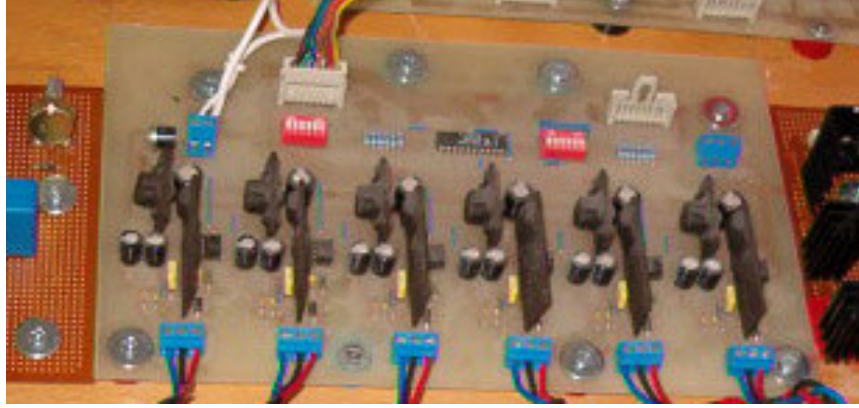


Şekil 7.23. Gerçekleştirilen kesimde söndürme devresi

IGBT eviricinin sürücü devresi tasarımında Mitsubishi şirketinin sürücü entegre devresinden yararlanılmıştır. Bu entegre tek başına kullanılmamaktadır. Besleme devresi ve darbe yalıtım transformatörü ile birlikte kullanılmaktadır. En önemli özelliği IGBT kolektöründen iletim-kesim akım algılaması yapmasıdır. Aşırı akımlarda da hata (arıza durumu) işareti üretip IGBT kapı akımını kesmektedir. Her bir IGBT anahtar için bir sürücü devre ve besleme entegreleri kullanılmış olup ilkesel devresi Şekil 7.24'de altı IGBT anahtar için gerçekleştirilen sürücü devre Şekil 7.25'de gösterilmiştir.

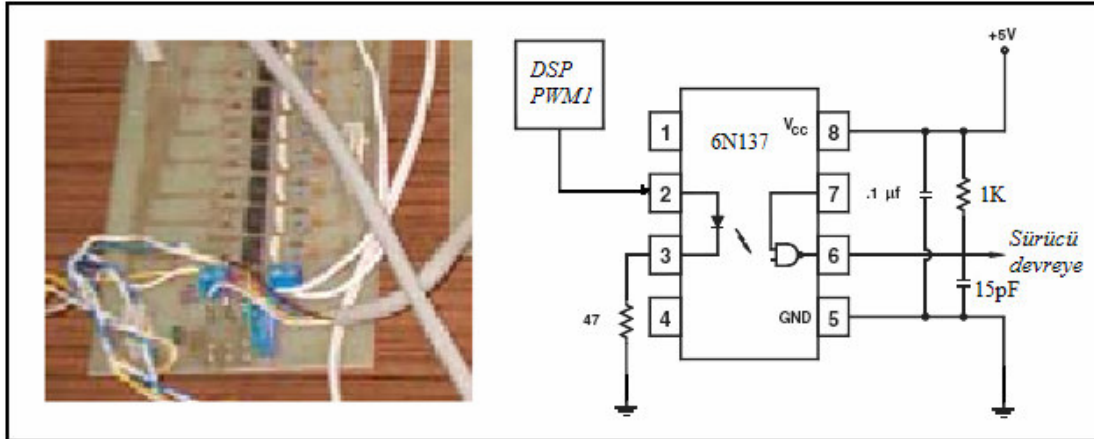


Şekil 7.24. Her bir IGBT anahtar için sürücü entegresi ve besleme entegre devresi



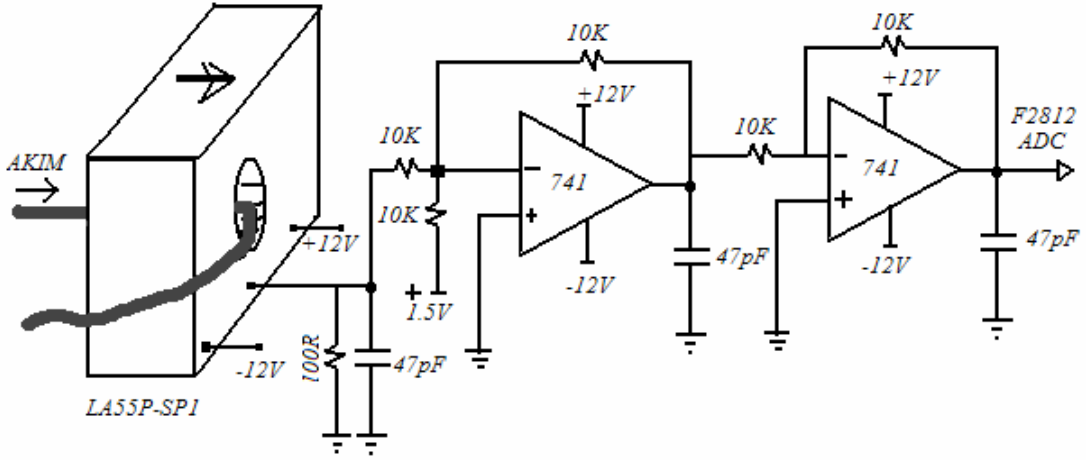
Şekil 7.25. Evirici güç anahtarları için altı PWM çıkışlı sürücü devre

PWM işaretlerinin sayısal işaret işlemciden yalıtımı için hızlı bir yalıtım elemanı olan 6N137 optik yalıtım entegreleri kullanılmıştır (Şekil 7.26).

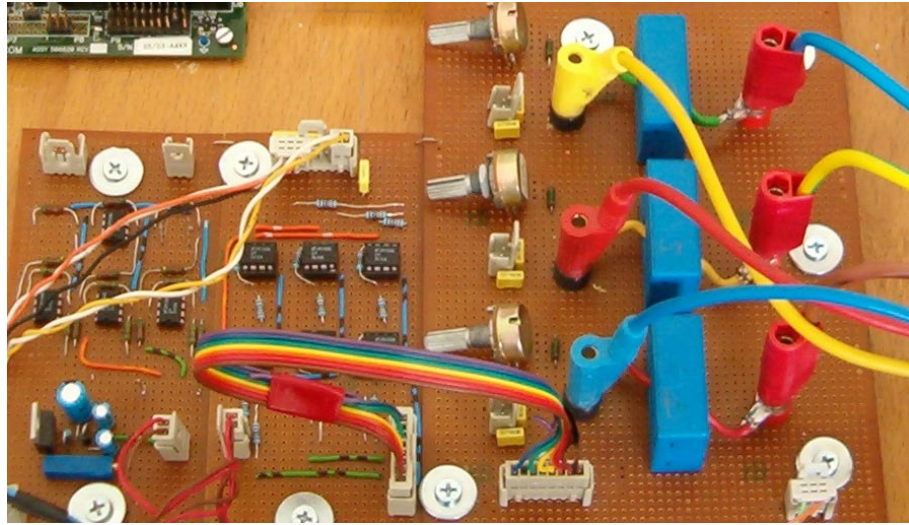


Şekil 7.26. Sürücü devre PWM işaretlerinin F2812 işlemcisinden yalıtılması

Rotor akımları ya da DA hat akımının ölçülmesinde LA55P-SP1 akım sensörü kullanılmıştır. Ancak eZdspF2812 sayısal işaret işlemcisinin analog/sayısal dönüştürücü girişi 0-3V pozitif giriş kabul ettiğinden akımın negatif yarısının da işlenebilmesi için +1.5V analog bindirme devresi tasarlanmıştır. Bu tasarım işlemsel yükselteçlerle yapılan bir toplama devresinden ibarettir. Ancak analog bindirme işleminden sonra LA55P-SP1 akım sensörünün doğrusal ölçme sınırı 50A'den 30A düşmüştür. Her bir faz akımı için kullanılan akım sensörü ve analog bindirme devresi Şekil 7.27'de, gerçekleştirilen üçlü akım ölçme devresi Şekil 7.28'de gösterilmiştir.

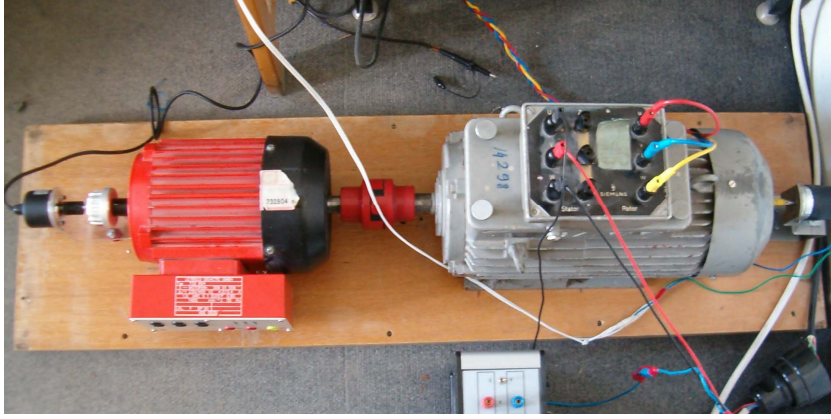


Şekil 7.27. LA55P-SP1 akım sensörü ve analog bindirme devresi

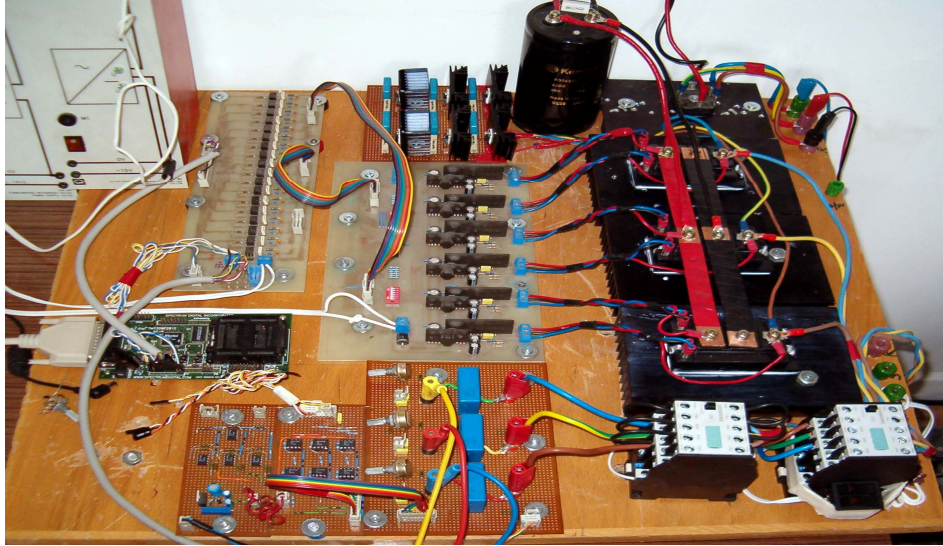


Şekil 7.28. Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan devre

Üç fazlı bilezikli asenkron makineye pozitif ve negatif yükler vermek üzere miline 1KW gücünde doğru akım motoru/generatörü bağlanmıştır. AUTONICS ENB-1024 serisi sayısal hız/konum kodlayıcısı yardımıyla asenkron motor hızı ve rotor konum bilgileri sayısal işaret işlemciye gönderilmiştir. Hız kodlayıcısının GND ve beslemesi sayısal işaret işlemciden alınmıştır. Ayrıca DEUTA-BERKE analog sinüs takogeneratör kullanılarak analog hız ve moment bilgileri tasarlanan bir devre yardımıyla ölçülmüştür. Kullanılan motor/jenaratör grupları ve sayısal/analog hız kodlayıcılar Şekil 7.29'da ve güç elektroniği denetim devresi geneli Şekil 7.30'da gösterilmiştir.

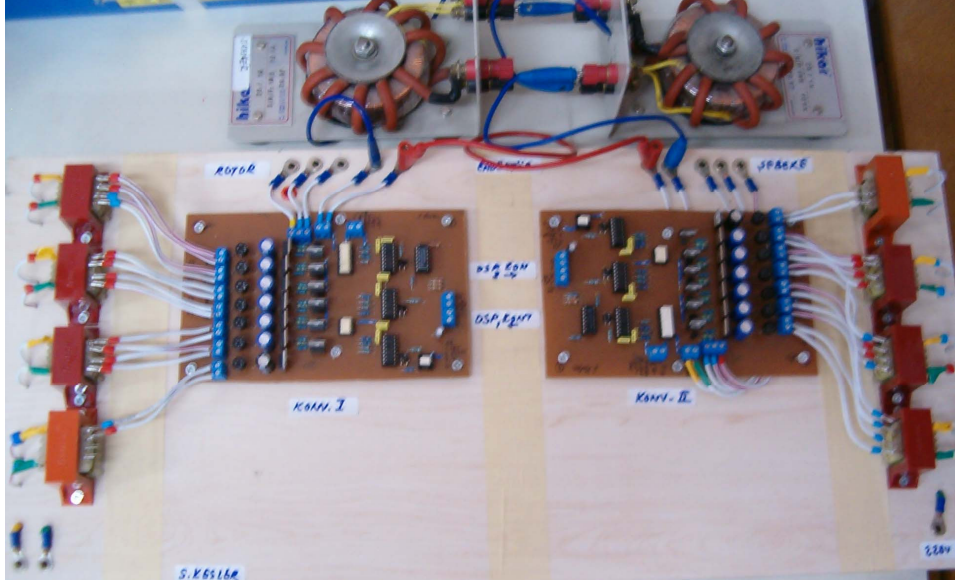


Şekil 7.29. Kullanılan motor/yük grubu ve analog/sayısal hız kodlayıcıları



Şekil 7.30. Tasarlanan güç elektroniği devresi genel görünüşü

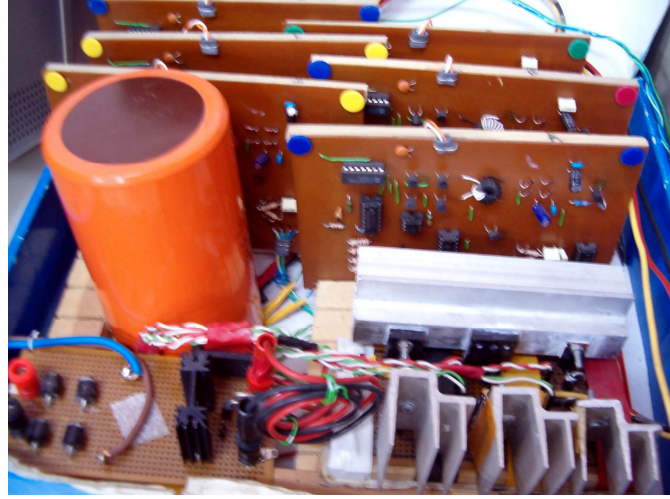
Ayrıca senkron altı ve senkron üstü çalışma durumlarında rotordan besleme kaynağına, besleme kaynağından rotora güç akışını düzenleyen sayısal işaret işlemci tabanlı denetime uygun, tristörlü 15A 600V dayanımlı, iki yönlü bir çevirici tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Birbirinden bağımsız olarak çalışabilen, senkron makineler ve doğru akım makinelerinin denetimlerinde de kullanılacak çeviricilerden oluşan bu tasarımda TCA785 faz denetimli sürücü entegre devresi kullanılmıştır. Gerçekleştirilen devre modeli Şekil 7.31’de gösterilmiştir.



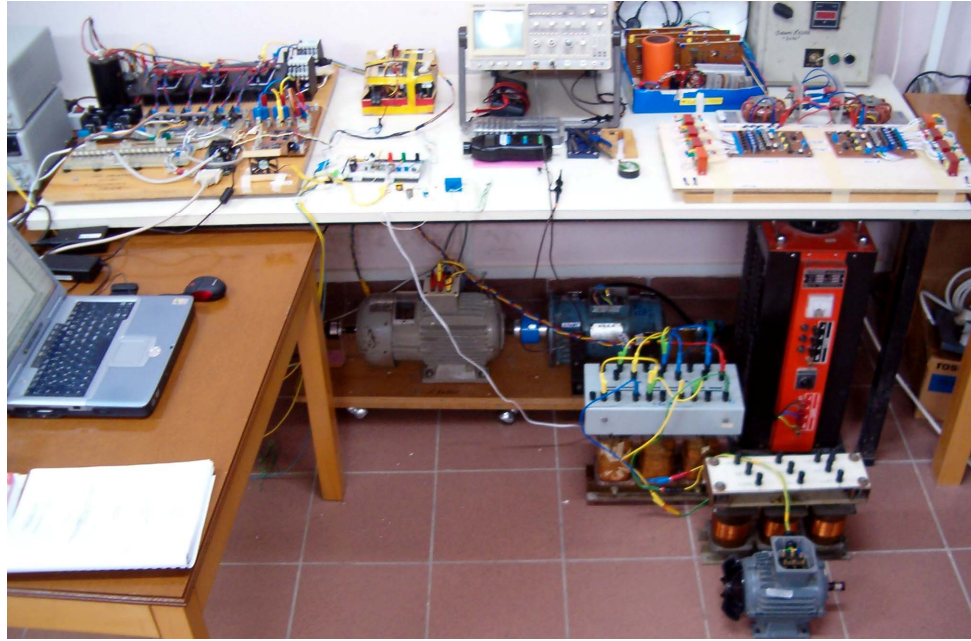
Şekil 7.31. Sayısal işaret işlemci tabanlı denetime uygun iki çevirici devresi

Bir başka çalışma olarak ölü zaman üretimine uygun olmayan ve PWM çıkış birimleri yetersiz mikroişlemciler için sadece +5V sürücü besleme üç adet tek PWM girişli, üç çift tümleyen PWM ve sabit ölü zaman devreli, 15A 1200V dayanımlı IGBT evirici ve denetimsiz doğrucu katından oluşan bir çevirici tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Şekil 7.32' de resmi verilen devre ile yapılan çalışmalarda 550Wlık üç faz asenkron motor ve sayısal işaret işlemci olarak TMS320C6211 kullanılmıştır. Analog girişler için sayısal işaret işlemci üzerine soketleriyle bağlanabilen aynı firma üretilmiş ADS8364 EVM kartı kullanılmış olup, ADC kartın alternatif işaret girişlerini kabul edebilmesi için kart üzerinde birçok yüzey direnç elemanları değiştirilmiş ve C6211 işlemcisiyle çalışabilecek şekilde yazılımı düzenlenmiştir. Ancak motor denetim sistemleri için tasarlanmamış olan bu sayısal işaret işlemci, sabit noktalı aritmetiğe sahip olup kayan noktalı aritmetiğe izin veren IQmath kütüphane desteği de yoktur. Bellek yeterince büyük olup, PWM çıkış kanalları olmadığından, FLASH ledleri üzerinden sayısal bilgi olarak PWM üretilmiştir.

Tez kapsamında yapılan deneysel çalışmaların sürdürüldüğü sistemin genel görünümü Şekil 7.33'de verilmiştir. Bilezikli asenkron motorun yüklenmesinde ve generatör olarak sürülmesinde kullanılmak üzere miline 1KW'lık serbest uyartımlı ve güç elektroniği sürücü devreli bir doğru akım makinesi bağlanmıştır.



Şekil 7.32. 15A 1200V dayanımlı gerilim beslemeli evirici

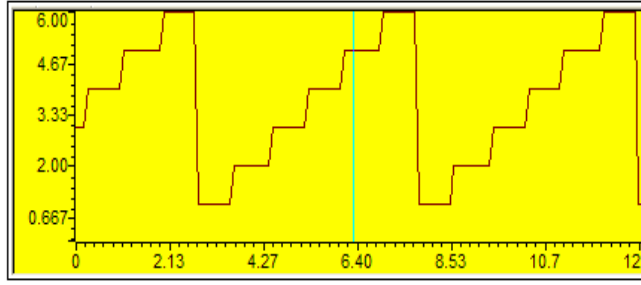


Şekil 7.33. Deneysel çalışmaların yapıldığı sistemin genel görünüşü

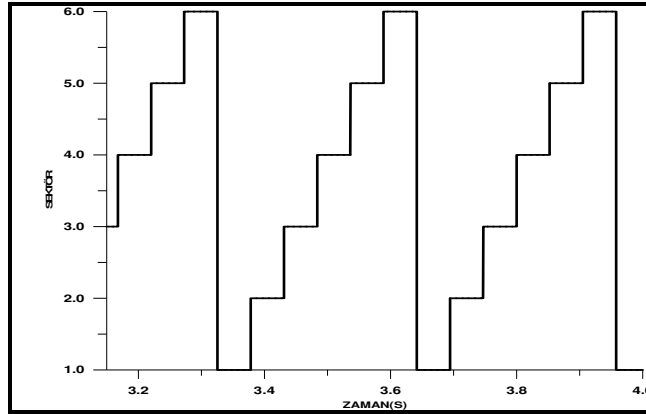
8. DENEYSEL VE BENZETİM ÇALIŞMALAR, BULGULAR

8.1. Gerçekleştirilen Denetim ve Sürücü Sistemin SVPWM Testi

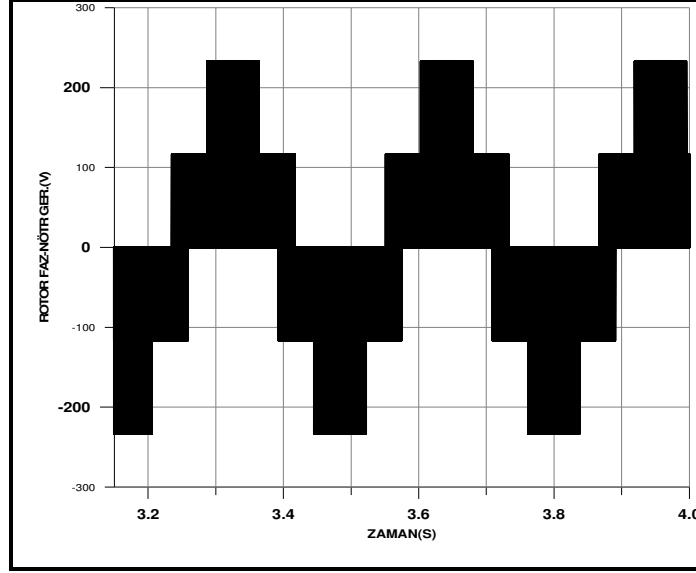
Yapılan uygulamalarda öncelikle sayısal işaret işlemcide değerlendirilen sayısal hız kodlayıcısına göre SVPWM işaretleriyle sürülen IGBT evirici düzeneğinin düzenli bölge seçimi ve ürettiği faz-nötr gerilimlerini yazılımla ve sayısal işaret işlemciyle testi yapılmış olup elde edilen sonuçlar Şekil 8.1-Şekil 8.3'de gösterilmiştir. Benzetim çalışmalarında da işlemci yazılım parçaları kullanılmıştır. Osiloskop için prob 10:1 ve sensör çarpanı 20'dir.



Şekil 8.1. TMS320F2812'den alınan evirici anahtarlama bölgeleri



Şekil 8.2. Benzetimle elde edilen evirici anahtarlama bölgeleri



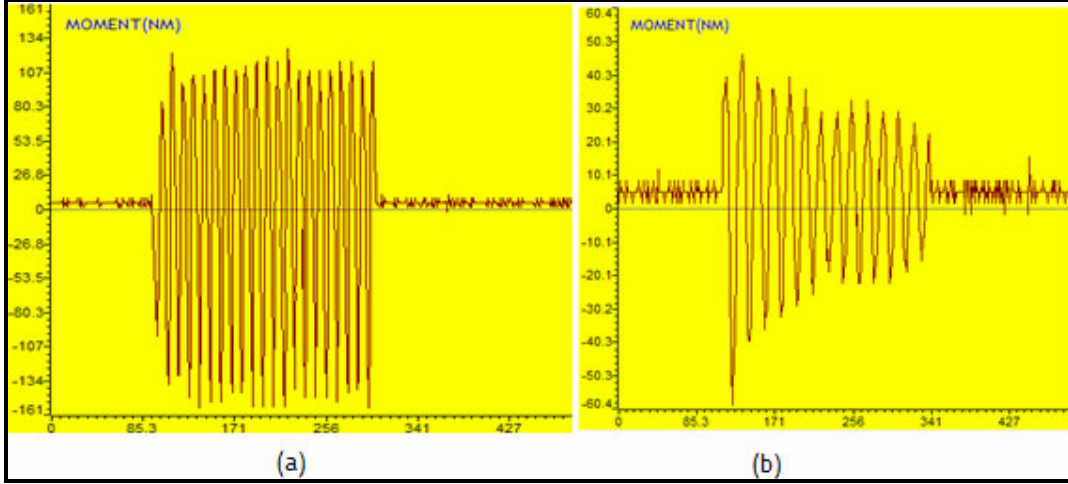
Şekil 8.3. Benzetimle elde edilen evirici faz-nötr gerilimi

8.2. Bilezikler Üzerinden Denetimsiz Gerilim Uygulanması

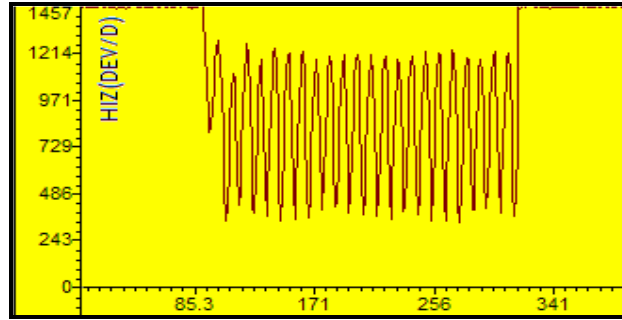
Bilezikli asenkron motorun bilezikleri açık devre yapılarak rotor sargılarında indüklenen gerilimler ölçülmüştür. Böylece stator ve rotor sargıları arası dönüşüm oranı ve kaymanın maksimum değerindeki rotor gerilimleri belirlenmiştir. Rotor sargılarına uygulanacak gerilimin genliğinde bu değerler aşılmamıştır.

Bilezikler üzerinden uygulanan gerilimler, çalışma anındaki kayma frekansındadır. Ancak hız ve moment üzerinde oldukça büyük etkilere yol açan bu uygulama da gerilimin genliği mutlaka denetlenmelidir. Denetimsiz bir çalışmada bilezikler üzerinden kayma frekansında bir gerilim, 1.5kW gücündeki bir motorda evirici DA beslemesine büyük güçlü bir transformatörden doğrultularak 90V ve 1kW gücündeki bir motora 50V olacak şekilde deneysel olarak kısa süreli uygulanmış olup, sayısal işaret işlemciden alınan sonuçlar Şekil 8.4'de verilmiştir. Yüksek genlikli ve iki yönlü bu moment değişimi oldukça tehlikeli olup motor üzerindeki etkisi bizzat gözlenmiştir. Yüksek genlikli rotor akımları sürücü ve güç düzeneğinin yanmasına neden olmuştur.

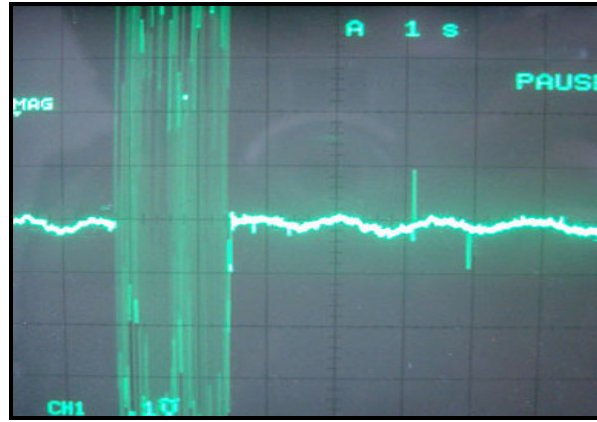
Yapılan uygulamada herhangi denetim yolu izlenmeden hızın düşürülmesi hedeflenmiş olup işlemciden alınan 1.5kW motor için hız değişim bilgileri Şekil 8.5'de, osiloskoptan gözlenen rotor akımı değişimi Şekil 8.6'da verilmiştir. Yüksüz yapılan bu uygulamalarda stator-rotor arası güç dolaşımı sorunun temel kaynağıdır.



Şekil 8.4. Bilezikler üzerinden denetimsiz gerilim uygulanmasında moment değişimi
(a) 1.5kW motor için (b) 1kW motor için TMS320F2812 işlemcisi çıktısı



Şekil 8.5. Denetimsiz olarak gerilim uygulanmasında hız(1.5kW)
TMS320F2812 çıktısı



Şekil 8.6. Denetimsiz uygulamada 1.5kW motor için rotor akımları
(Süre 2s ve anlık akım genlikleri yaklaşık 40A)

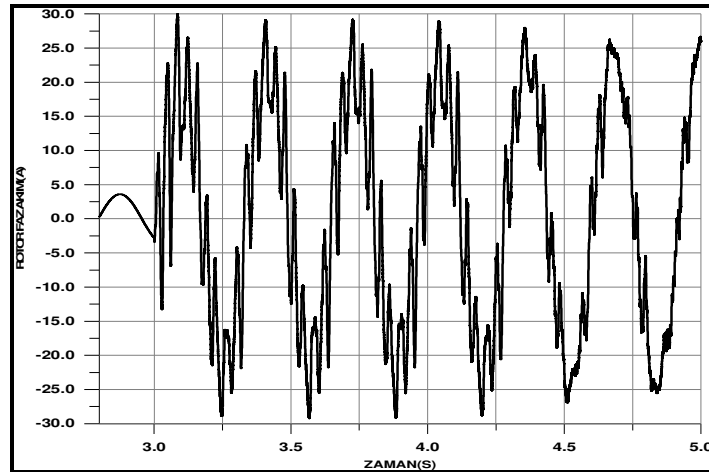
8.3. Bilezikler Üzerinden Denetimli Gerilim Uygulanması

8.3.1. Uygulama Yöntemi

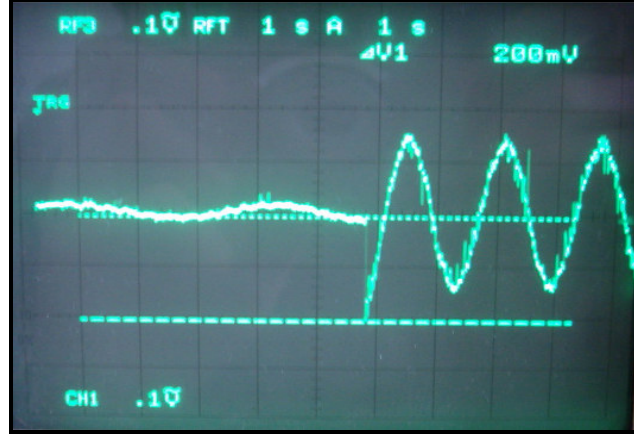
Bilezikler üzerinden rotor sargılarına gerilim uygulanırken, yük altında motoru desteklemek, mekanik güç değişimlerinde, yol vermede ve değişken hız denetiminde rotordaki güç akışı bulanık mantıkla denetlenmiş olup, uygulama anında stator ve rotor akımları üzerindeki etkiler, hız değişimleri ve ani mekanik frenleme moment ve hız değişimleri incelenmiştir. TMS320F2812 çıktıları **deneysel** sonuçlardır.

8.3.2. Denetimli Uygulanan Gerilimin Geçici Etkileri

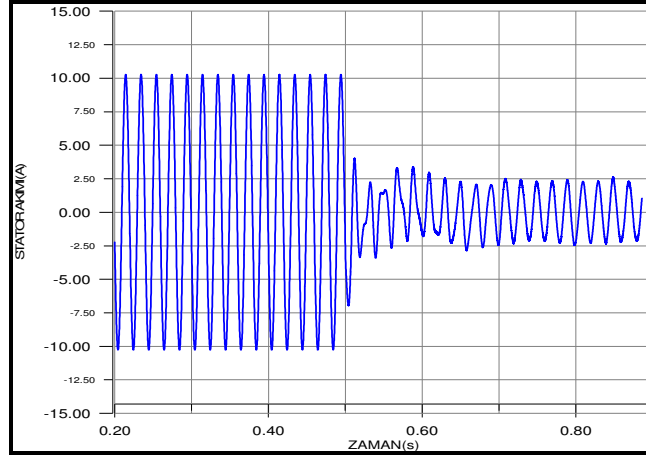
Rotor akımlarının gözlenmesi özellikle momentte meydana gelebilecek etkiyi ortaya koymaktadır. Sistemde stator tarafı doğrudan besleme kaynağına bağlı olduğundan bilezikler üzerinden verilen güç mekanik gücü karşılamak üzere kullanıldığından, rotor akımlarında artış, stator akımlarında azalma gözlenmiştir. Bu çalışmada, asenkron motor denetiminin zor olduğu **senkron üstü hıza** zorlanmıştır. Rotor akımları senkron hız yakınlarında oldukça fazladır. Ancak akım değişimi düzgündür. Rotor ve stator akımları için benzetim ve deneysel sonuçlar Şekil 8.7 – Şekil 8.10'da verilmiştir



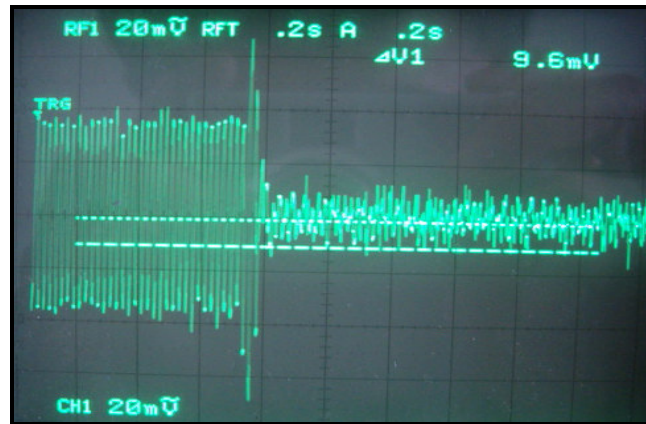
Şekil 8.7. Senkron hız yakınlarında rotor akımı değişimi
(Benzetim sonucu)



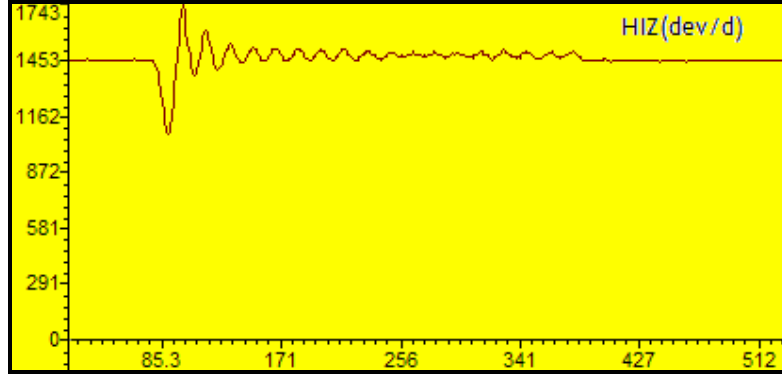
Şekil 8.8. Senkron hız yakınılarında rotor akımı(deneysel sonuç)



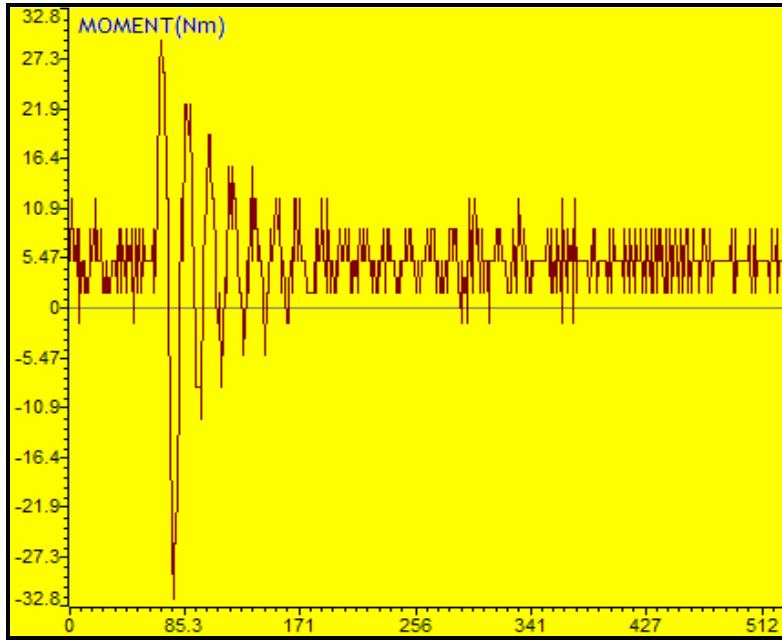
Şekil 8.9. Senkron hız yakınılarında stator akımı(benzetim sonucu)



Şekil 8.10. Senkron hız yakınılarında stator akımı(deneysel sonuç)



Şekil 8.11. Denetimli olarak motorun senkron üstü hıza zorlanması

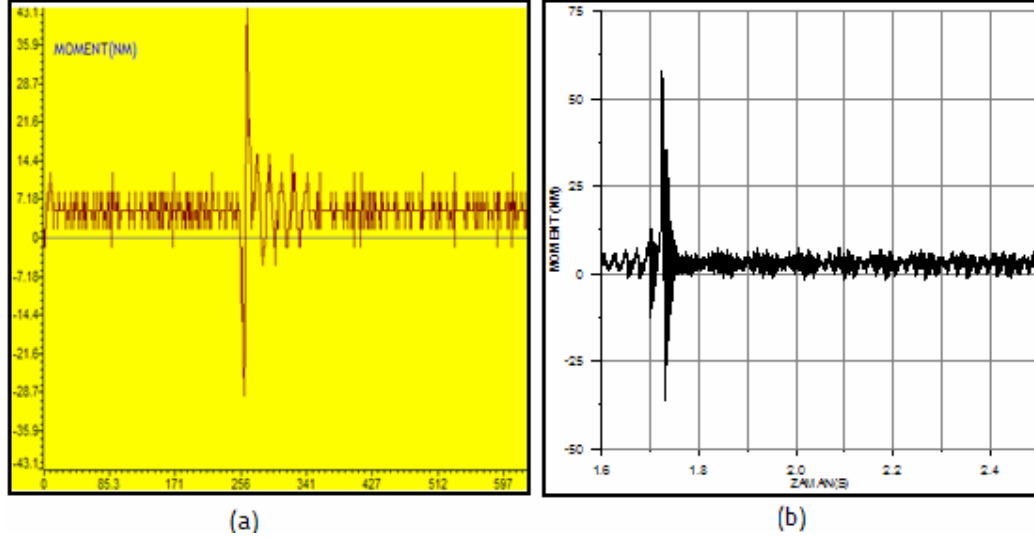


Şekil 8.12. Senkron üstü hıza zorlanan motorun moment değişimi

DeneySEL olarak TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisinden alınan hız ve moment değişimleri Şekil 8.11 ve Şekil 8.12'de görülmektedir. Rotor akımları ve moment genlikleri denetimsiz uygulamaya göre daha düşük olup, üstelik hız senkron üstüne zorlanmıştır. Hız salınımları oldukça küçüktür. Sistemin güvenliği açısından sistem kararlı duruma geçince uygulamaya son verilmiştir.

Bulanık mantık denetiminde hız hatası ve hız hatasındaki değişim sınırları esnek yapılarak bir önceki uygulamada sistemin kararlı duruma daha çabuk oturması ve moment darbelerinin daha kısa süreli olması sağlanmıştır. Bu uygulamaya ilişkin benzetim ve

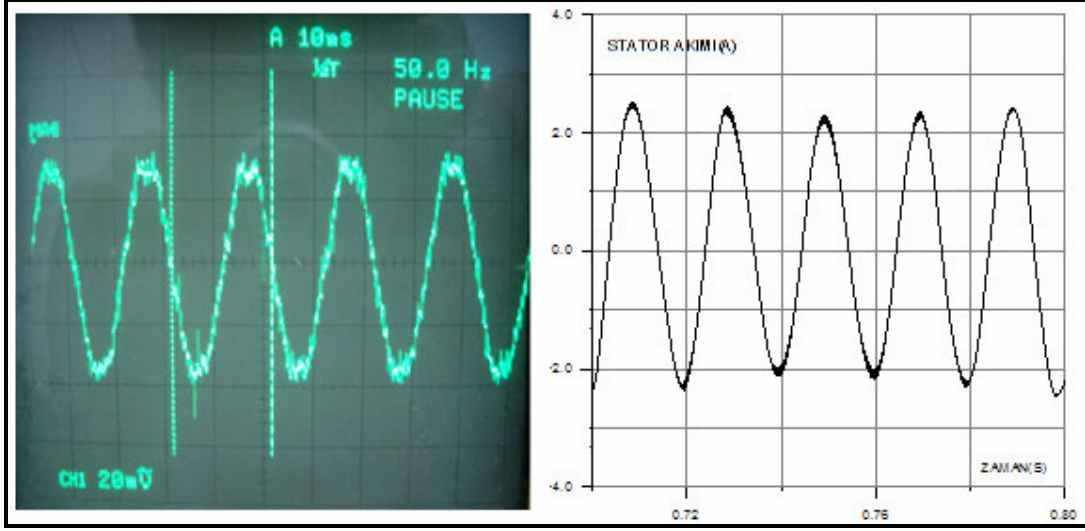
sayısal işaret işlemciden alınan deneysel sonuç ve benzetim sonucu Şekil 8.13’de verilmiştir. Sistem daha çabuk kararlı duruma gelmiştir. Ancak çok kısa süreli de olsa ilk moment darbesi genliği artmıştır.



Şekil 8.13. Uyarlanabilir bulanık mantık denetimi ile kararlı hal süresinin hızlandırılması
a) Sayısal işaret işlemciden alınan deneysel sonuç
b) Benzetim sonucu

8.3.3. Kararlı Durumda Stator Akımlarına Etkisi

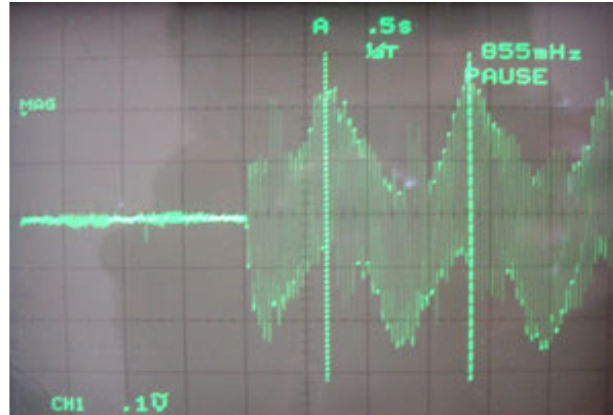
Rotor sargılarında tam filtre edilmiş sinüs gerilimler uygulanmadığı için rotor tarafındaki anahtarlamaların stator akımlarına da etkisi olmuştur. Ancak uyarlanabilir sınırlı bulanık mantık denetiminde motor denetim sistemleri için yeni ve hızlı bir sayısal işaret işlemci olan TMS320F2812 DSP ile doğrudan sinüs işlemleri yapılarak sinüs üyelik kümeleri işlenebilmiştir. Uyarlanabilir sınırlı bulanık mantık denetimi, sistemi daha çabuk kararlı hale oturturken, sinüs üyelikli işlemler rotor sargılarına uygulanacak gerilimin etkin değeri daha doğru ve makine davranışına uygun belirlemiştir. Ayrıca sayısal hız kodlayıcı bilgileri sayısal işaret işlemcide oldukça doğru değerlendirilmiş olup kayma frekansı oldukça doğru hesaplanmıştır. Bileziklerden gerilim uygulanmasında Şekil 8.14’de kararlı durum için rotor tarafındaki anahtarlamaların stator akımlarına etkisi deneysel ve benzetim sonucu olarak verilmiştir.



Şekil 8.14. Bileziklerden gerilim uygulanmasında kararlı durum stator akımı

8.3.4. Bileziklerden Farklı Frekansta Gerilim Uygulanması

Dışarıdan rotor sargılarına gerilim aktarılmasında kayma frekansı takip edilmezse özellikle rotor akımlarında harmonikler oluşmaktadır. Makinenin gürültülü ve düzensiz çalışmasına ve neden olduğu gibi yapılacak denetime de izin vermemektedir.



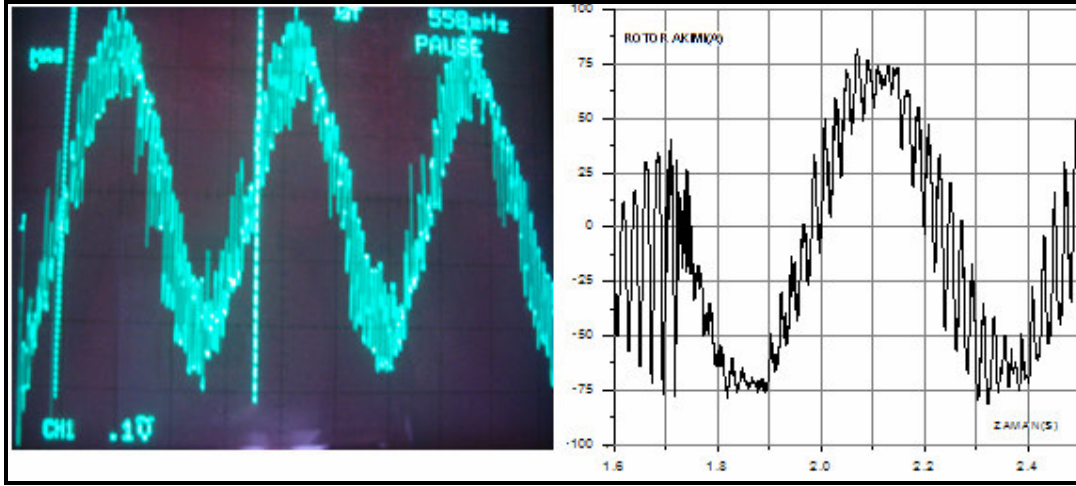
Şekil 8.15. Kayma frekansını izlemeyen gerilim uygulanmasında rotor akımı

Bileziklere kayma frekansının iki katında kısa süreli düşük genlikli bir gerilim uygulanmış olup momentte oluşacak gürültü ve harmonikleri anlayabilmek için rotor akımı değişimi incelenmiş olup Şekil 8.15'te verilmiştir. Sistem denetime cevap vermemiştir.

Rotora uygulanacak gerilimler mutlaka kayma frekansını takip etmelidir. Denetim sistemi bu görevi yerine getirmektedir.

8.3.5. Senkronüstü Hız Geçişinde Rotor Akımları

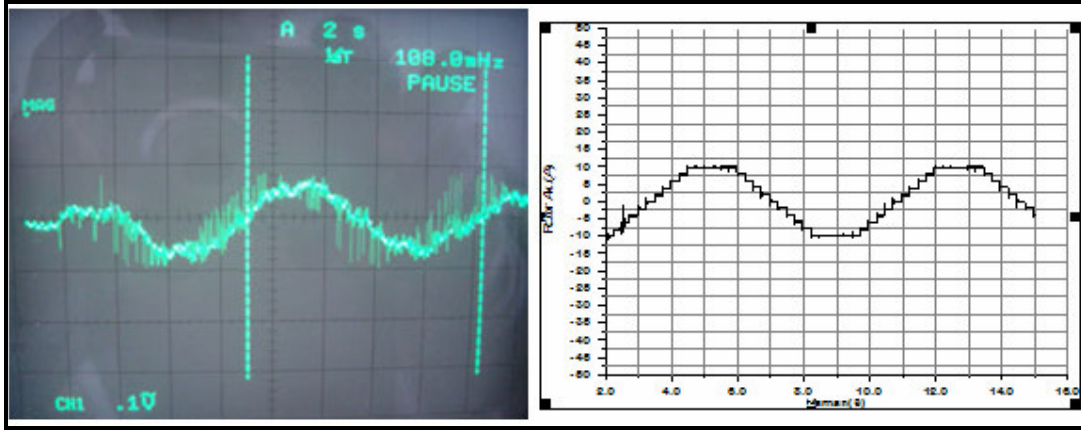
Senkron hız yakınlarında motor çalışma durumu için rotor akımları oldukça artmakta olup, senkronüstü hızlarda ilerleyebilmek için benzetim çalışmalarına göre evirici DA besleme hattına yüksek gerilim vermek gerekmektedir. Bu da bileziklerden uygulanan gerilimin etkin değerinin yükselmesine yol açmaktadır. Ancak besleme kaynağının fiziksel sınırları makine tasarımında ki mekanik sınırlamalar uygulamada bunu güçleştirmektedir. Yine de senkron üstü 20 dev/d hız aşımalarında rotor akımlarını görüntülemek mümkün olmuştur(Şekil 8.16Şekil).



Şekil 8.16. Senkronüstü hızda rotor akımı deneysel ve benzetim sonucu

Şekil 8.16'da gösterilen denemelerde negatif yük momenti uygulanmamıştır. Negatif yük momenti uygulamasında senkronaltı ve senkronüstü sürüşler daha çok generatör modellemesi için uygun olup, stator doğrudan besleme hattına bağlıyken, makine rotor tarafından da beslenerek sabit güç ve frekans çıkışı sağlanmaktadır. Senkronüstü bölgede ise rotordan dışarı güç alınarak, makine haricen yüklenmekte ve statorun aşırı uyarımı ortadan kaldırılmaktadır. Dolayısıyla yine sabit güç ve frekans çıkışı sağlanmaktadır. Ancak her iki durumda da rotor tarafında ki anahtarlama etkileri stator tarafına yansımaktadır. Anahtarlamanın stator akımları üzerindeki etkisi Şekil 8.14'de gösterilmiştir.

Negatif yük momenti altında senkron hız yakınlarında çalışma durumu Şekil 8.17’de gösterilmiştir. Rotor akımları genliği oldukça azalmış ve doğru akıma yaklaşmıştır. Rotor akımları periyodu bu çalışma da 8.7s (0.108Hz)’dir. Bu da statordan sabit güç ve frekans çıkışı için bilezikli asenkron makinenin senkron noktaya kilitlemesi sayılabilir. Bu çalışmada senkronüstü generatör etkisi daha iyi anlaşılmaktadır.



Şekil 8.17. Negatif yük altında rotor akımlarının senkron hız geçişi

8.4. Senkronaltı Motor Çalışmada Faydalı Hız Denetimi

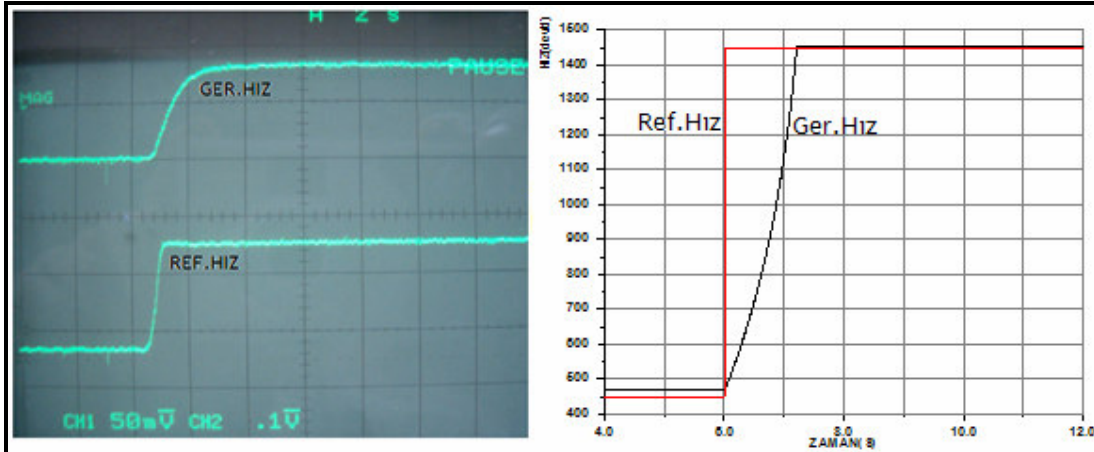
Bilezikli asenkron makinelerin bakımı sincap kafesli türlerine göre daha fazla olmasının yanında, rotor sargılarına dışarıdan müdahale edilebildiği için büyük güçlerde ve yük altında yol verme sistemlerine ve geniş aralıklı hız denetimlerine daha uygundur. Ayrıca rüzgâr santrallerinde generatör olarak kullanımı da yaygındır.

Bu makineler motor olarak kullanılırken (asansör, vinç, haddeleme vb.) çalışma durumlarına göre sık sık mekanik frenleme ve yük altında negatif moment etkisine maruz kalırlar. O halde bu tür durumlarda hız denetimi yapılırken rotor sargılarından dışarı enerji alınabilir. Mekanik mil sıkışmalarında, geçici yük bindirimlerinde rotor sargılarında boşa harcanacak veya sisteme zarar verebilecek enerji, besleme kaynağı standartlarına dönüştürülerek kullanılabilir gibi sisteme bağlı diğer cihazlarda da kullanılabilir. Bu denetim modeli güneş pilli ya da hibrid (elektrik ve benzin) motorlu otomobillerde mekanik frenleme ya da negatif momentle yüklenme durumlarında aracın elektrik motorunu besleyen sisteme oldukça kazançlı bir geri dönüşüm sağlayacaktır.

Bu kapsamda yapılan çalışmada çok geniş aralıklı bir hız denetimi (450-1400dev/d) gerçekleştirilmiş olup çalışma durumuna göre rotordan besleme kaynağına doğru akacak olan enerji besleme frekansına ve genliğine dönüştürülerek, enerji akışını gözlemek amacıyla üç fazlı bir asenkron motora uygulanmıştır. Hızlanma ve yavaşlama durumlarında, mekanik fren ve negatif yüklenme durumlarında bulanık mantık denetimli aynı güç ve sürücü düzenekle rotor sargılarındaki güç akışı üç fazlı asenkron motor üzerinde gözlenmiştir.

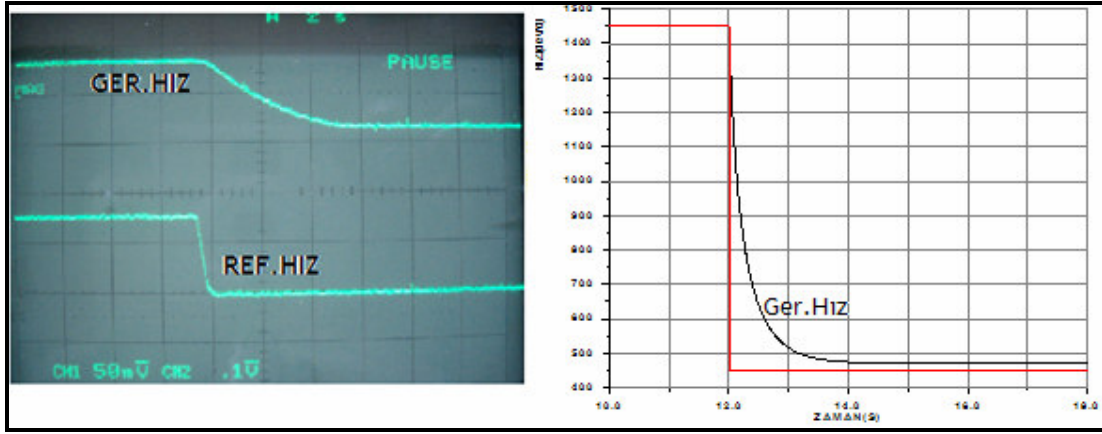
8.4.1. Geniş Aralıklı Hız Denetimi

Bu uygulamada rotor sargılarındaki güç akışını bulanık mantık tabanlı bir denetimle dışarıdan verilen referans hız değerlerine göre düzenleyerek makinenin hızı 450-1400dev/d arasında hızlanma ve yavaşlama da hız geniş aralıkta bir hız denetimi sağlanmış olup Şekil 18-21'de deneysel ve benzetim sonuçları verilmiştir. Benzetim çalışmalarında hız referansı birim basamak işareti olarak verilmiştir. Deneysel çalışmada ise esnek ve her aralıkta bir hız referansı verebilmek için sayısal işaret işlemcinin ADCIN0 kanalına 0-3V arası DA işareti bir potansiyometre üzerinden uygulanmıştır. ADC'den okunan bilgi 400-1450 dev/d hızları arasına doğrusal olarak normalize edilmiştir. Bu nedenle sistemin hız tepkisi deneysel sonuçlarda daha yumuşak ve gerçekçidir.

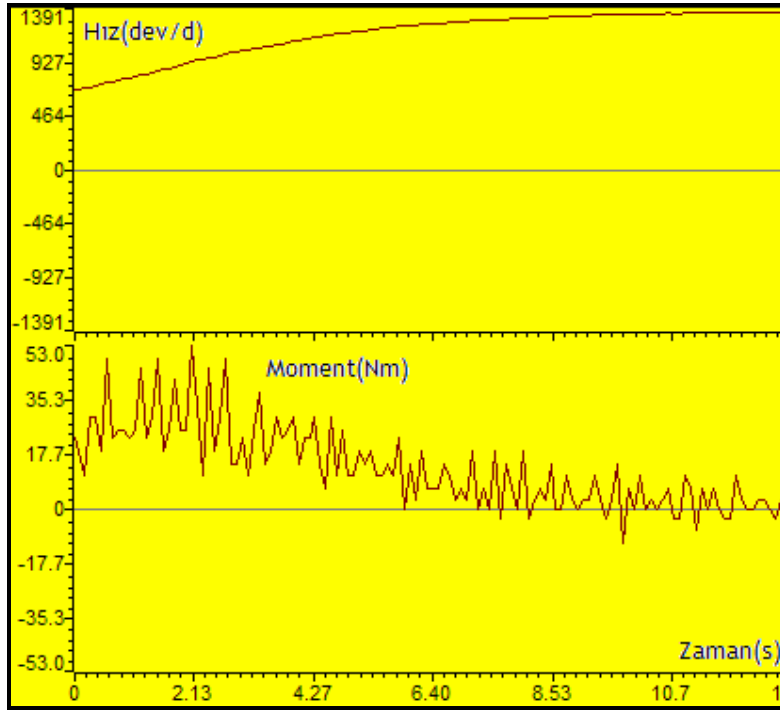


Şekil 8.18. Rotor enerjisinin denetiminde hızlanma durumu deneysel ve benzetim sonucu

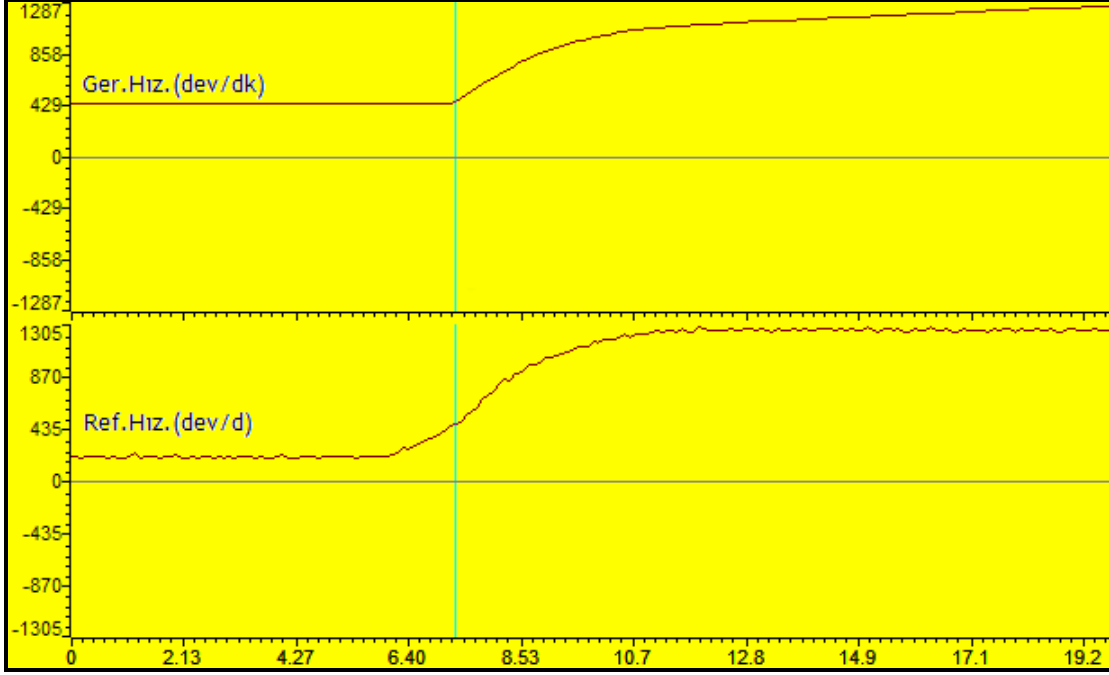
Hızlanma durumunda bile anında mekanik enerjiye dönüştürülemeyen rotor enerjisi dışarı aktarılabilmiştir. Yavaşlama durumunda verilen hız referansına sistemin cevabı salınımsız ve yumuşak olmuştur. Rotor sargılarından dışarı aktarılan güç sistemin ucuna bağlı üç faz asenkron motorda 204v 50Hz olarak gözlenmiştir.



Şekil 8.19. Rotor enerjisinin denetiminde yavaşlama durumu deneysel ve benzetim sonucu



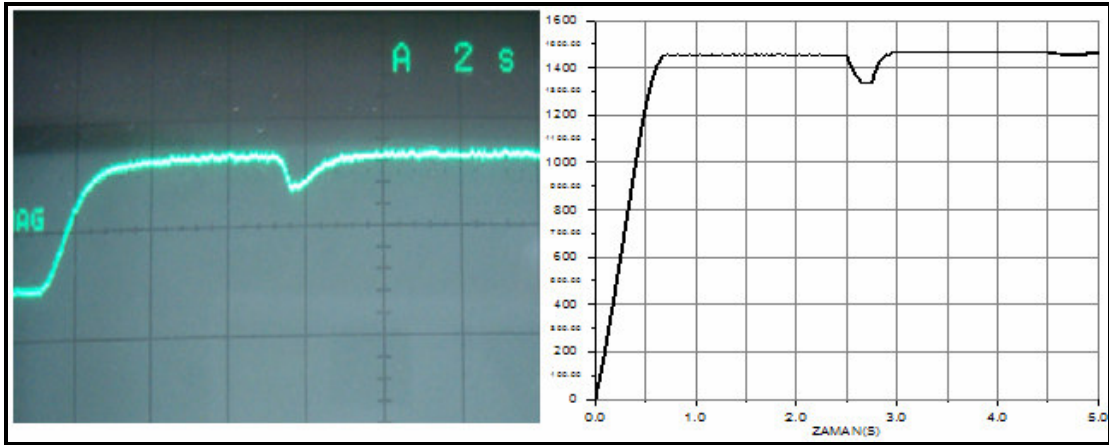
Şekil 8.20. Hızlandırma durumunda hız ve moment-F2812 deneysel sonucu



Şekil 8.21. Hızlandırma durumunda F2812 DSP deneysel sonucu

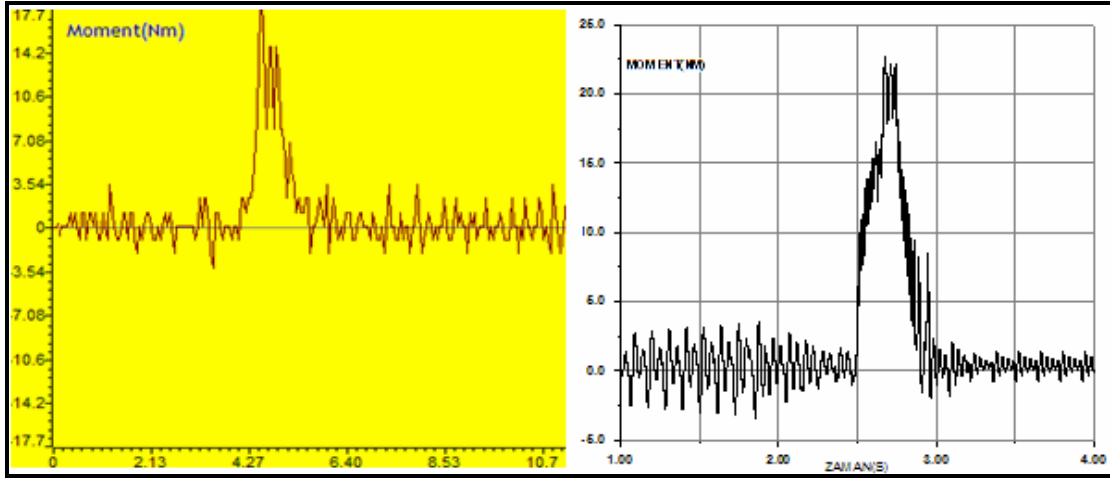
8.4.2. Ani Yük ve Frenlemede Hız Denetimi ve Etkileri

Rotor enerjisinin yönüne müdahale edilerek yapılan hız denetimi, aynı zamanda ani yük bindirimlerinde, mekanik frenleme ve mekanik sıkışma, negatif yük momentini bindirimi gibi durumlarda enerjinin bileziklerden dışarı alınarak faydalı hale getirmektedir.

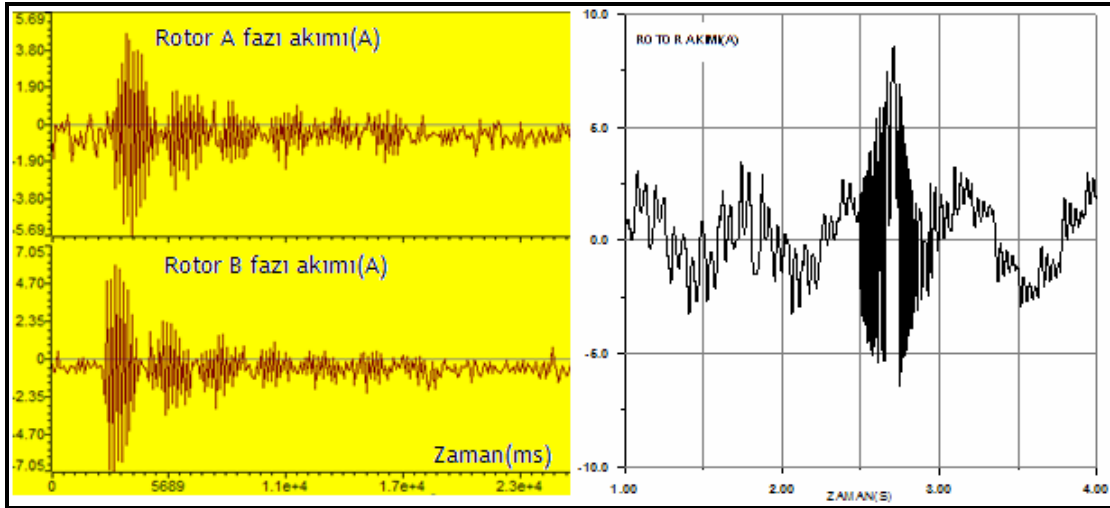


Şekil 8.22. Nominal hızda ani frenleme için hız eğişi deneysel ve benzetim sonucu

Şekil 8.22’de motorun bilezikleri üzerinden bulanık mantık tabanlı faydalı hız denetiminde motor miline ani mekanik fren yapılarak bir rotor sargılarından besleme kaynağına doğru güç akışı üç fazlı asenkron motor üzerinde gözlenmiştir. Uygulanan mekanik frenin moment ve rotor akımları üzerindeki etkisi deneysel olarak sayısal işaret işlemciden alınmış olup benzetim çalışmasıyla birlikte Şekil 8.23 ve Şekil 8.24’de verilmiştir.



Şekil 8.23. Nominal hızda ani mekanik frenin moment üzerindeki etkisi

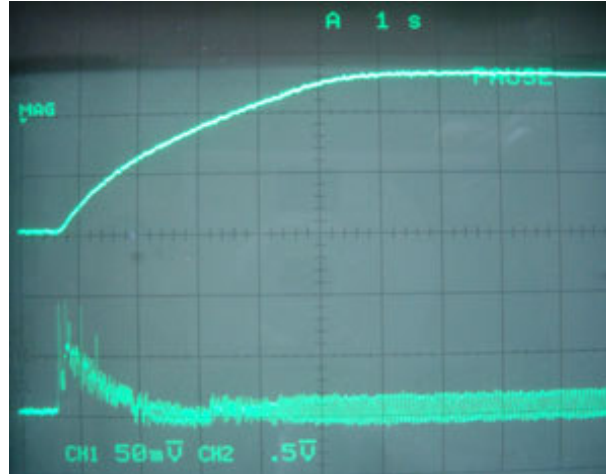


Şekil 8.24. Mekanik frenlemede rotor akımları deneysel ve benzetim sonucu

Motor, milinden negatif bir momentle senkronüstü hızlara sürülmesi durumunda sistem, rotor sargılarından dışarı güç vererek, sürücü sistemi yüklemekte ve referans hızda kalmaya çalışmaktadır. Kısaca denetim sistemi, istenen hızda üretmesi gereken mekanik güçten fazlasını ya da frenleme balatalarında harcanan gücü senkron altı ya da senkron üstü sürüşlerde dış ortama kullanılabilir standartta aktarabilmektedir.

8.4.3. Denetimli Yol Verme

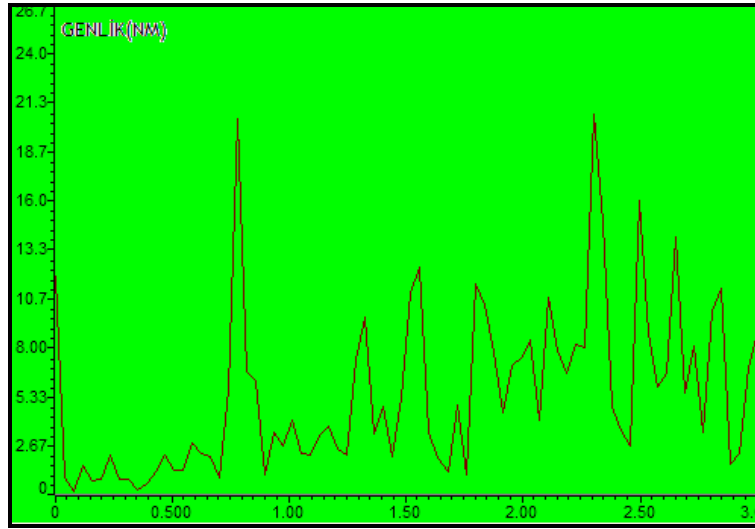
Bilezikli asenkron motorlar genellikle büyük güçlerde imal edilirler. Kullanım alanları, sanayi ve inşaat sektörü olup 3.5-5kW'tan başlar. Daha düşük güçlü olanlar laboratuvar amaçlı ya da düşük gerilimli olarak gemilerin hidrolik vanalarında veya dinamik frekans dönüştürücü olarak kullanılmak üzere üretilirler. Büyük güçlü olanlar, boşa çalışma durumunda bile, doğrudan yol vermede zarar görebilirler. Bilezikler üzerinden yapılan bulanık mantık tabanlı faydalı hız denetim sistemi aynı zamanda dışarıdan girilen çok düşük bir referans hızla sisteme yol vermekte ve motorun yol alma zamanı referans hızın değişim hızıyla orantılı olmaktadır. Buna ilişkin deneysel bir sonuç Şekil 8.25'te verilmiştir.



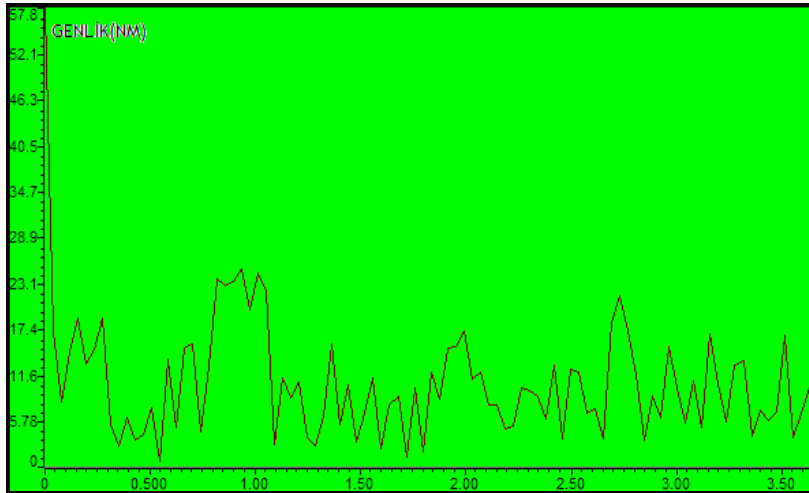
Şekil 8.25. Bilezikler üzerinden bulanık mantık denetimli yol verme

8.4.4. Değişken Hız Denetiminde Moment FFT Genlikleri

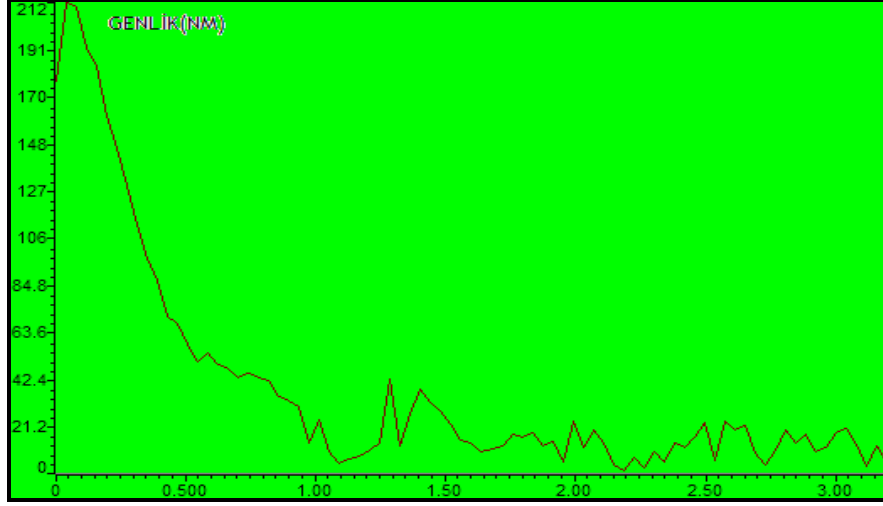
Bilezikli asenkron motorun rotor sargıları üzerinden yapılan değişken hız denetiminde ve normal çalışmada moment FFT genlikleri yapılan deneysel çalışmalarda sayısal işaret işlemcisinden, diğer sonuçlarda olduğu gibi, gerçek zamanlı çalışma kipine geçilerek elde edilmiş olup Şekil 8.26 – Şekil 8.29’da sunulmuştur. Yük altında yapılan çalışmalar motoru mekanik olarak frenlemeye yönelik olup, aynı zamanda faydalı fren gücü rotor sargılarından dışarı alınmıştır. TMS320F2812 DSP çıktısıdır.



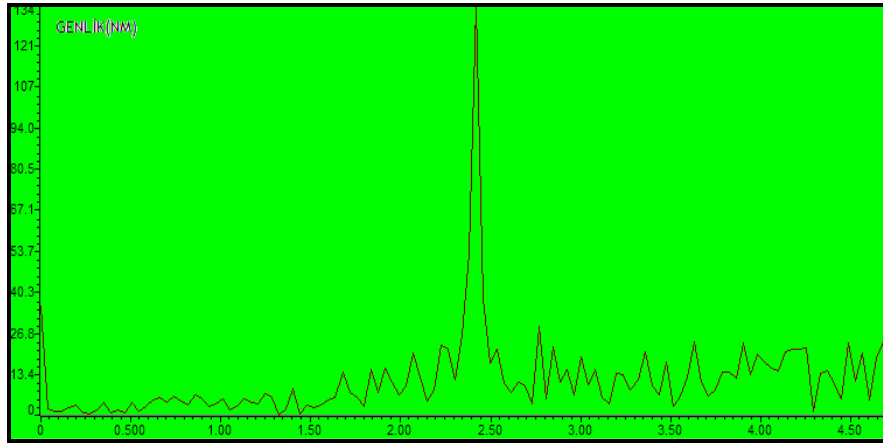
Şekil 8.26. Denetimli 600dev/d boşa çalışma moment FFT genlikleri



Şekil 8.27. Yük altında denetimli 900dev/d hızda moment FFT genlikleri



Şekil 8.28. Boşta nominal hıza yol vermede moment FFT genlikleri



Şekil 8.29. Nominal boşta çalışma hızında moment FFT genlikleri

8.5. Çıkış Gerilimleri Filtreli Evirici ile Bileziklerden Üzerinden Denetim

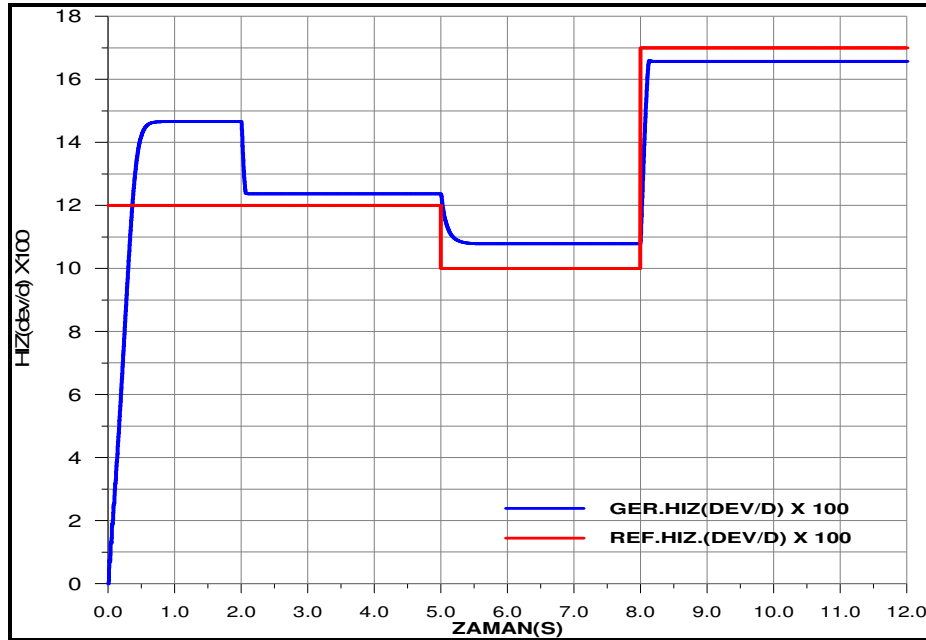
Yapılan deneysel çalışmalarda evirici çıkış gerilimleri, harmoniklerden arındırılmadan evirici çıkışı, bilezikler üzerinden rotor sargılarına bağlanmıştır. Motor endüktansları akımın yeterince sinüs olmasına sağlasa da, tam bir denetim için rotor sargılarında indüklenen gerilimin faz ve frekansının, evirici çıkışında takip edilmesi gerekir. Ancak rotor sargılarında indüklenen gerilimin frekansı kayma frekansı olduğundan bilezikler üzerinden yapılan her iki yönlü müdahalede de açılma hız değiştiği için evirici çıkışı sabit frekans değildir. Yapılacak hız denetim aralığına göre bant geçiren bir filtre üzerinden bileziklere gerilim uygulamak mümkünse de makinenin kararlı çalışma

noktalarında uzun bir süre çalışacağı göz önüne alınırsa evirici çıkış temel frekansı tam olarak filtre edilememektedir.

Bu kapsamda senkron altı ve senkron üstü motor pozitif ve negatif yük çalışma durumlarında uyarlanabilir sınırlı bulanık mantık tabanlı denetim modelinin başarımı bilgisayar benzetimi ile incelenmiştir. Böylece sistemin fiziksel mekanik sınırlamaları olmaksızın, istenilen hız ve moment denetiminin gerçekleştirilebileceği benzetim çalışmasıyla gösterilmiştir.

8.5.1. Pozitif Sabit Yük Momenti Altında Değişken Hız Denetimi

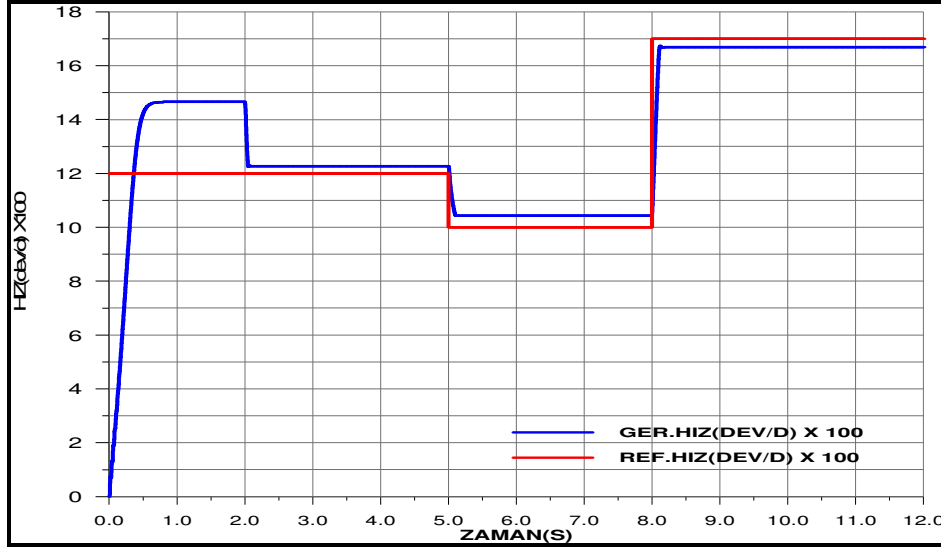
Bilezikli asenkron motor sabit yük momenti altında bulanık mantık denetimi devrede iken yol verilmiş ve farklı zamanlarda değişik referans hızlar verilerek hız denetimi yapılmıştır. İstene hız ulaşmak için bileziklerden uygulanacak gerilimin etkin değeri evirici DA besleme hattındaki gerilime bağlı olarak bulanık mantık tabanlı denetleyici tarafından belirlenmiştir. Kayma frekansı rotor açısal hızından elde edilmiştir.



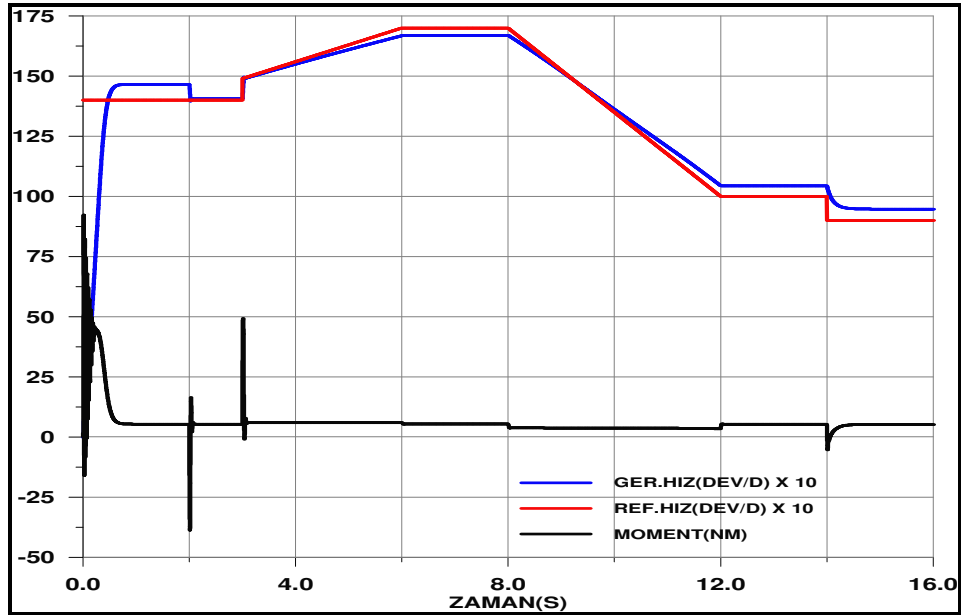
Şekil 8.30. Birim basamak referans hız değişikliğinde hız denetimi Vdc=115V

Şekil 8.30'da verilen hız denetimi eğrilerinde bulanık mantık denetimli sisteme motor yol aldıktan sonra devre sokulmuştur. Evirici belsem gerili 115V olup sistemin referans

hızın birim basamak hız değışiklerine tepkisini göstermektedir. Evirici besleme gerilimi artırıldığında kararlı hal hız hatası daha da az olmaktadır. Bu duruma ilişkin hız değışim eğrileri Şekil 8.31’de verilmiştir.

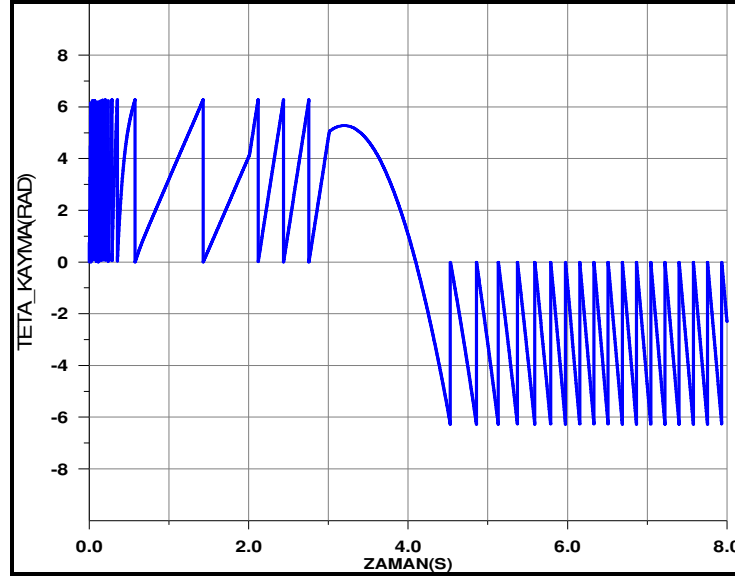


Şekil 8.31. Evirici besleme gerilimi artırıldığında hız denetimi $V_{dc}=150v$



Şekil 8.32. Birim basamak ve rampa referans hız girişinde sistem tepkisi

Şekil 8.32’de sisteme birim basamak yerine rampa referans hız girişi uygulandığında bulanık mantık denetleyici gerçek hız takibini rahatlıkla yapmaktadır. Momentte oluşan darbeler hızlanma yönünde pozitif ve kısa süreli olup yavaşlama emri girişinde ters yönlü olup genlikleri küçüktür. Yani tehlikeli momentler ortadan kalkmaktadır. Mevcut moment darbeleri referans hız takibinde zaten oluşmamaktadır.



Şekil 8.33. Kayma açısal konumunun senkron üstü hız geçişi

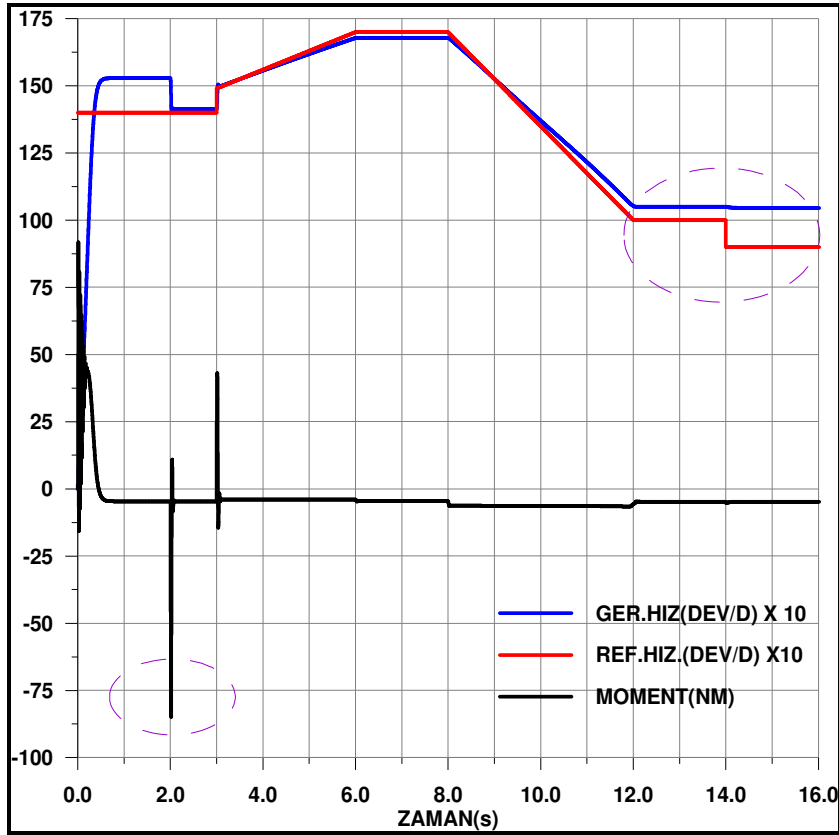
Pozitif yük momentinde altında senkron altı ve senkron üstü değişken hız denetimine ilişkin kayma açısal konumu değişimi Şekil 8.33’de verilmiştir. Senkron üstü hız geçişinde rotor döner alanı değişikliği de bu şekilden görülmektedir. Pozitif yük momentinde altında sistem yavaşlatma konumuna sokulursa senkron altı hız denetiminde rotor sargılarından dışarı güç alınmakta olup, sistem senkron altı bölgede boşta çalışma hızının üstüne zorlandığında da senkron üstü motor çalışma gibi rotora dışarıdan güç verilmektedir.

8.5.2. Negatif Yük Momentinde Değişken Hız Denetimi

Senkron altı motor bölgesinde motor miline negatif moment uygulanması durumunda motor mekanik olarak hızlanmaya zorlanmaktadır. Sistemin mevcut hızını koruması istenirse bu çalışma durumunda da rotordan dışarı güç aktırılır. Ancak mekanik güç girişi sistemi hızlandırmakta kullanılırsa, sistem yeni referans hız değerine bulanık mantık

denetleyici tarafından getirilir. Bu yeni referans değeri senkron üstü hız bölgesi ise rotordan yapılacak güç takviyesi daha da artacaktır.

Negatif yük momenti girişi senkron üstü sürüş gücünde ise bu durumda bilezikli asenkron motor çift çıkışlı generatör gibi davranacak ve rotor sargılarından da dışarı güç verecektir. Pozitif yük momenti girişinde yapılan referans hız girişleri ve mutlak moment değeri aynı tutularak yapılan benzetim çalışmaları Şekil 8.34’de verilmiştir.



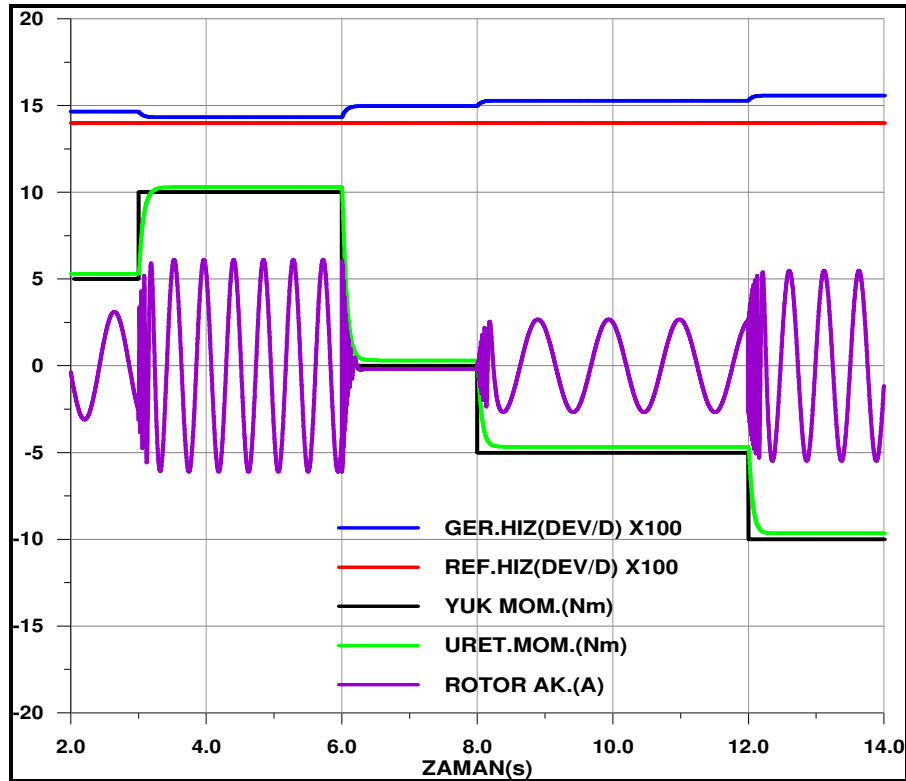
Şekil 8.34. Negatif yük momenti altında değişken hız denetimi tepkisi

Negatif yük momenti altında denetleyici senkron üstü hızlarda daha iyi sonuç vermesine rağmen, denetleyici devreye girdiğinde negatif yüke karşılık sistem yavaşlatılmak istendiği için ters yönlü moment darbesi genliği iki kat artmıştır. Pozitif yönlü genlik değişmemiştir. Rotor sargılarına uygulanan gerilim genliği düşük hızlara inmek için yetersiz kalmıştır. Çünkü negatif yük momenti sistemi zaten hızlandırmaya çalışmaktadır.

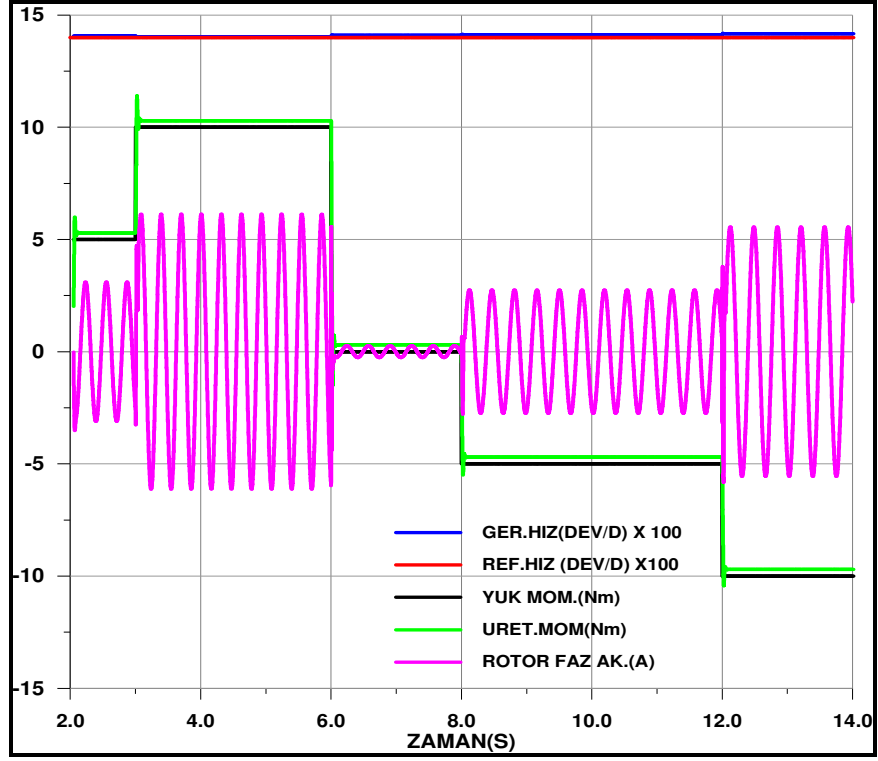
8.5.3. Değişken Yük Momenti Altında Sabit Hız Denetimi

Yük Momentinin pozitif ya da negatif oluşuna ve genliklerine bağlı olarak bulanık mantık tabanlı denetimle rotor sargılarına uygun faz, frekans ve genlikte gerilim uygulanarak, rotor sargılarındaki güç akışı düzenlenebilmektedir. Bu yük değişimlerinde sistemden beklenen hızın sabit tutulmasıdır. Uygulanan yük momentinin yönüne ve genliğine göre rotordan besleme kaynağına, besleme kaynağından da rotora güç akışı düzenlenebilmektedir.

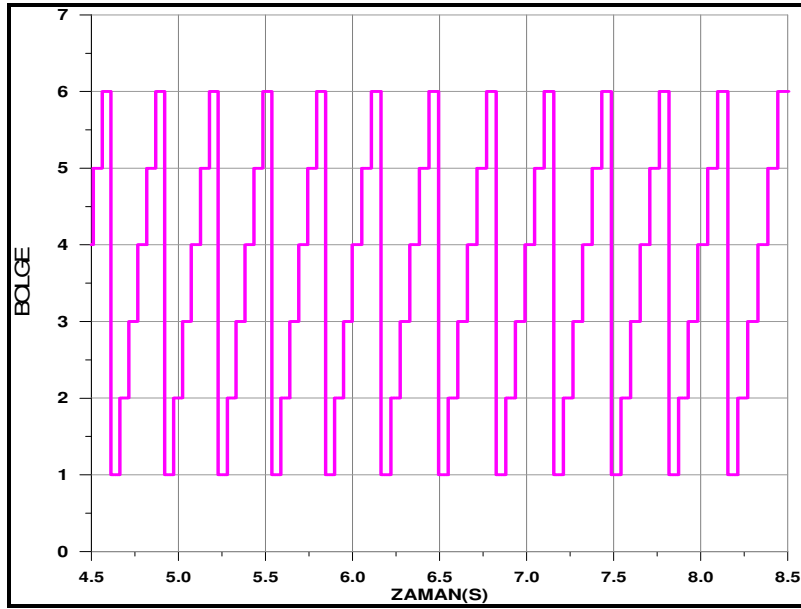
Yapılan benzetim çalışmasında yük momentini pozitif ve negatif farklı değerlerde birim basamak olarak uygulanırken hız 1400dev/d'da sabit tutulmaya çalışılmıştır. Denetimsiz model Şekil 8.35'de bulanık atmık denetimli model Şekil 8.36'da gösterilmiştir. Denetimsiz modelde artan negatif yük momentleri asenkron makineyi senkron üstü çalışma durumuna getirmiştir. Denetimli modelde ise motor halen senkron altı bölgede olup rotor sargılarından dışarı güç aktarılabilmektedir.



Şekil 8.35. Denetimsiz modelde değişken yükler için sistem tepkisi
(Bilezikler kısa devre edilmiştir.)



Şekil 8.36. Bulanık Mantık denetimli sabit hız denetimi



Şekil 8.37. Rotor sargılarına uygulanan gerilimin anahtarlama bölgeleri

9. SONUÇLAR

Bu çalışmada bilezikli asenkron motorların bilezikleri üzerinden, motorun çalışma bölgesine göre rotordaki güç akışı incelendi. Senkron altı, senkron ve senkron üstü çalışma bölgelerinde bilezikler üzerinden uygulanan kayma frekanslı gerilimin makine davranışına etkileri deneysel ve benzetim çalışmalarıyla ortaya konuldu. Uyarlanabilir bulanık mantık tabanlı bir hız denetim sistemi TMS320F2812 DSP ile gerçekleştirildi. Deneysel ve benzetim çalışmalarıyla elde edilen sonuçları aşağıdaki gibi sıralayabiliriz:

- Bilezikler üzerinden gerilim uygulanmasında, sistemin fiziksel ve mekanik sınırları istenilen hızlara ulaşmakta sorun oluşturmuştur. Özellikle kullanılan bilezikli asenkron motorların hava aralığının ve rotor akımlarının düzgün olmayışı denetimi zorlaştırmıştır.
- Rotor sargılarında indüklenen gerilimlerin frekansı, fazı ve genliği yüklenme durumuna göre kaymaya bağlı olarak çok değişken olduğundan uygulamada sayısal işaret işlemci ve sayısal konum algılayıcısı kullanılarak kayma frekansı izlenmiş ve denetim senkron hız yakınlarında yapılmıştır.
- Senkron hız geçişi ve senkron üstü uygulamalarda stator ve rotor akımların sınırlandırılması için uygun yükleme durumunun önemi ortaya konulmuştur.
- Rotor sargılarına dışardan uygulanacak denetimsiz gerilimlerin neden olduğu akım ve moment darbeleri ve olumsuz etkileri incelenmiş ve gerçekleştirilen denetim sistemi ile bu etkiler en aza indirgenmiştir.
- Bilezikler üzerinden uygulanan gerilimlerin ayarlanmasında, rotor akımları algılanarak alan yönlendirmeli rotor akımları vektör denetimi, bulanık mantık denetimi destekli yapılarak moment denetiminde rotor akımları da sınırlandırılmıştır.
- Sayısal işaret işlemci gerçek zamanlı çalışma kipinde kullanılarak, uygulama anında bütün denetim parametreleri gözlenmiştir.
- Motorun yükleme durumuna uygun denetim yapılmadığı durumlarda, stator ve rotor arasındaki güç dolaşımının akımlar ve üretilen moment üzerindeki olumsuz etkisi ortaya konulmuştur.

- Ani yüklenme, negatif yük sürüşlerinde ve mekanik frenlemede bilezikler üzerinde dışarı güç alınabildiği için faydalı bir hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Bu denetimde önerilen yöntemin akımlar ve momentler üzerinde olumlu etkileri ortaya konulmuştur.
- Aynı denetim yöntemiyle, bilezikler üzerinden güç denetimi yapılarak istenen başlangıç hızına ayarlı bir yol verme sistemi gerçekleştirilmiştir.
- Geniş aralıklı hız denetimi yapılırken mekanik güce dönüştürülemeyen her güç sistemden dışarı alınarak kullanılabilir sistem standardına dönüştürülmüştür.
- Gerçekleştirilen denetim yöntemiyle bilezikli asenkron makinelerin kullanım alanlarının genişletilebileceği gösterilmiştir. Sabit güç ve frekans uygulamalarında bilezikler üzerinden yapılacak denetimle değişken hızlı sürüşlere uygun rüzgar santrallerinde kullanılabilirliği gösterilmiştir.
- Önerilen yöntemin, son yıllarda enerji tasarrufuna yönelik yapılan çalışmalardan biri olan hibrid (elektrik ve akaryakıt) motorlu araçlar için uygun bir hız denetimi olduğu düşünülmektedir.
- Makinenin yüklenme durumuna göre geri kazanım oranı %5 ile %35 arasında değişmektedir.

10. ÖNERİLER

Bu çalışmada kullanılan hız denetim yönteminde motor parametrelerinden bağımsız bir denetim hızlı bir sayısal işaret işlemciyle bulanık mantık tabanlı olarak gerçekleştirilmeye çalışılmıştır.

Gerçekleştirilen güç devresinde IGBT elemanlar yerine iki yönlü akım geçişine izin veren RB-IGBT elemanlar kullanılarak bilezikler üzerinden iki yönlü enerji akışı rahatlatılabilir.

Motor parametreleri ve bu parametre değişimlerine duyarlı doğrudan vektör denetim yöntemleri denetim sisteminin başarımını iyi yönde etkileyebilir.

İyi tasarlanmış bir bilezikli asenkron motor üzerinde yapılacak çalışmalarda daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Rotor akılarının gözlenmesine dayalı kestirim yöntemleri bilezikler üzerinden gerilim uygulanması yönteminin daha etkili kullanılmasını sağlayabilir.

TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi sabit noktalı aritmetik işlem yaptığı için, işlem doğruluğunu artırmak adına gerçek sinüs değerleri kullanmak önemli değilse, sinüs tabloları kullanmak işlem süresini kısalttığı için daha küçük zaman kesmeleriyle evirici daha büyük anahtarlama frekansları elde edilecektir. Zira senkron hız yakınlarında yüksek anahtarlama frekansının oldukça önemli olduğu gözlenmiştir.

Boşta çalışma durumlarında rotor akımları son derece düzensiz olduğundan rotor akımları üzerinden yapılacak denetim için uygun yüklenme durumu seçilmesi sistem başarımını artırabilir.

Bilezikler üzerinden gerilim uygulanması yönteminde, matris biçimli çevirici (Matrix Converter) kullanılması daha iyi bir çözüm olabilir.

11. KAYNAKLAR

1. Ramshaw,R.S.,Power Electronics:Thyristor Controlled Power for Electric Motors, Chapman&Hall, UK , 1975.
2. Hindmarsh, J., Electrical Machines and Their Applications, Pergamon Press,Oxford, England, 1977.
3. Dubey, G.K., Power Electronics and Semiconductor Controlled Drives, Prentice-Hall,Eglewood Cliffs, New Jersey, 1989.
4. Pillai, S.K., A First Course on Electrical Drives, John Willey&Sons, New York,1989.
5. Krishnan, R., Electric Motor Drives: Modelling, Analysis and Control,Prentice-Hall, New Jersey, 2001.
6. Bose, B.K., Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall,Eglewood Cliffs, New Jersey, 1986.
7. Krause, P.C., Analysis of Electrical Machinery, Mc Graw-Hill International Editions, Singapore, 1987.
8. Chapman, S.J., Electric Machinery Fundamentals, Mc Graw-Hill,New York, 1999.
9. Hart, D.W., Introduction to Power Electronics, Prentice-Hall, New Jersey, 1997.
10. Mohan,N.,Undeland,T.M.ve Robbins,W.P., Power Electronics: Converters, Applications and Design, Willey, New York, 1995.
11. Sarioğlu, M.K., Gökayşan, M. ve Boğosyan, S., Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2003.
12. Lavi, A. ve Polge, R.J., Induction Motor Speed Control with Static Inverter in the Rotor, IEEE Trans. Power Aparatus and Systems, 85,1 (1966) 76-84.
13. Shepherd, W. ve Stanway, J., Slip Power Recovery in an Induction Motor by the Use of a Thyristor Inverter, IEEE Trans. Industry and General Applications, 5,2 (1969) 74-82.
14. Shepherd, W. ve Khalil, A.Q., Capacitive Compensation of Thyristor Controlled Slip-Energy Recovery System, Proceedings IEE, 117,5 (1970).
15. Mitle, V.N., Venkatesan, K. ve Gupta, S.C., Determination of Instability Region for a Slip Power Recovery Drive,Journal Institute of Engineering India, 59,10 (1978) 59-63.

16. Mitle, V.N., Venkatesan, K. ve Gupta, S.C., Switching Transients in Static Slip-Energy-Recovery Drive, IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, 98,6/7 (1979) 1315-1320.
17. Mitle, V.N., Venkatesan, K. ve Gupta, S.C., Stability Analysis of a Constant Torque Static Slip Power Recovery Drive, IEEE Trans. Industry Applications, 16,1/2 (1980) 119-126.
18. Krause, P.C., Wasynczuk, O. ve Hildebrandt, M.S., Reference Frame Analysis of a Slip Energy Recovery System, IEEE Trans. Energy Conversion, 3,2 (1988) 404-408.
19. Ertem, S. ve Baghzouz, Y., Smulation of Induction Machinery for Power Sytem Studies, IEEE Trans. Energy Conversion, 4,1 (1989) 88-94.
20. Akpınar, E., ve Pillay, P., A Computer Program to Predict the Performance of Slip Energy Recovery Induction Motor drives, IEEE Trans. Energy Conversion, 5,2 (1990) 357-365.
21. Akpınar, E., ve Pillay, P., Modelling and Performance of Slip Energy Recovery Induction Motor drives, IEEE Trans. Energy Conversion, 5,1 (1990) 203-209.
22. Akpınar, E., Pillay, P., ve Ersak, A., Starting Trasients in Slip Energy Recovery Induction Motor Drives-Part I:Formulation and Modelling- Part II: Flowcahrt and Performance, IEEE Trans. Energy Conversion, 7,1 (1992) 238-251.
23. Akpınar, E., Trahan, R.E., ve Nguyen, A.D., Modelling and Analysis of Closed-Loop Slip Energy Recovery Induction Motor Drive Using a Linearization Technique, IEEE Trans. Energy Conversion, 8,4 (1993) 668-696.
24. Borges Da Silva, L.E., Nakashima, K., ve Tores, L.,Improving Performance of Slip Recovery Drive:An Approach Using Fuzzy Techniques, IEEE Industry App.Society, Annual Meeting, 1 (1991) 285-290.
25. Samaleh, Z.M. ve Kazda, L.F., Analysis of Double Output Induction Generator Using Three-Phase Model Part II:Harmonic Analysis, IEEE Trans. Energy Conversion, 2,2 (1987) 182-188.
26. Baghzous, Y. ve Azam, M., Harmonic Analysis os Slip-Power Recovery Drives, IEEE Trans. Industry Applications, 28,1 (1992) 50-56.
27. Tang, Y. ve Xu, L., Slip Power Recovery System Stability, IEEE Industry Application Magazine, Mayıs (1995) 14-20.
28. Pillay, P. ve Refoufi, L., Calculationof Slip Energy Recovery Induction Motor Drive Behavior Using the Equivalent Circuit, IEEE Trans. Industry Applications, 30,1 (1994) 154-163.

29. Marques, G.D., Numerical Simulation Method for the Slip Power Recovery System, IEE Proc.-Electr. Power Applications,146,1 (1999) 17-24.
30. Yamamoto, M. ve Motoyoshi, O., Active and reactive Power Control for Double-Fed Wound Rotor Induction Generator, IEEE Trans. Power Electronics 6,4 (1991) 624-629.
31. Çadırcı, I., Steady State and Transient Performance Analysis of a Double Output Induction Generator Operating at Subsynchronous and Supersynchronous Speeds, Doktora Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi , Ankara 1994.
32. Tang, Y. ve Xu, L., Adaptive Fuzzy Control of a Variable Speed Power Generating System with Doubly Excited Reluctance Machine, IEEE Power Electronics Conference, Haziran 1994,Taiwan ,PESC'94 Bildiriler Kitabı, Cilt 1,377-384.
33. Tang, Y. ve Xu, L., Fuzzy Logic Application for Intelligent Control of a Variable Speed Drive, IEEE Trans. Energy Conversion, 9, 4 (1994) 679-685.
34. Tang, Y. ve Xu, L., Vector Control and Fuzzy Logic Control of Doubly Fed Variable Speed Drives with DSP Implementation, IEEE Trans. Energy Conversion, 10, 4 (1995) 661-668.
35. Xu, L. ve Cheng, W., Torque and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme, IEEE Trans. Industry Applications, 31,3 (1995) 636-642.
36. Filho, R., Sanchez E. ve Armando, V., Control of Wound-Rotor Induction Machine, IEEE Proc. International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Mayıs 1997,Singapore , PEDS'97 Bildiriler Kitabı, Cilt 1, 97-102.
37. Baki, M., Akpınar, S. ve Kesler, S., Dynamic Behaviour of the Three Phase Induction Motor Used in the Slip Energy Recovery Drive, International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Aralık 1999, Bursa, Bildiriler Kitabı, Cilt 1, 320-324.
38. Kesler, S., Akpınar, S. ve Altaş İ.H., A Fuzzy Logic Based Speed Control System for the Wound-Rotor Three-Phase Induction Motors, International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Aralık 1999, Bursa, Bildiriler Kitabı, Cilt 1, 361-366.
39. Machmoum, M., Poitiers, F. ve Darengosse, C., Dynamic Performances of a Doubly-fed Induction Machine for a Variable-speed Wind Energy Generation, IEEE Proc. International Conference on Power Systems Technology, Ekim 2002, Hong Kong, PowerCon 2002 Bildiriler Kitabı, Cilt 4, 2431-2436.

40. Chengwu, L., Fengxiang, W. ve Yong, T., Design and Implementation of A Doubly-Fed VSCF Wind Power Control System, IEEE Proc. International Conference on Power Systems Technology, Ekim 2002, Hong Kong, PowerCon 2002 Bildiriler Kitabı, Cilt 4, 2126-2129.
41. Krishnamachari, B. ve Czarkowski, D., Bidirectional Buck-Boost Converter with Variable Output Voltage, IEEE Proc. International Symposium on Circuits and Systems, Mayıs 1998, Monterrey CA, ISCAS'98 Bildiriler Kitabı, Cilt 6, 446-449.
42. Zheng, W., Fengxiang, W. ve Yanfeng, L., A New Current Vector Control Method of Doubly-Fed Machine, IEEE Proc. International Conference on Power Systems Technology, Ekim 2002, Hong Kong, PowerCon 2002 Bildiriler Kitabı, Cilt 3, 1646-1649.
43. Fengxiang, W., Chengwu, L. ve Xu, L., Z., A Chopping and Doubly-Fed Adjustable Speed System Without Bi-directional Converter, IEEE Proc. Industry Applications Conference, Ekim 2002, Pittsburgh PA, IAS 2002 Bildiriler Kitabı, Cilt 4, 2393-2397.
44. Datta, R. ve Ranganathan, V.T., Direct Power Control of Grid Connected Wound Rotor Induction Machine Without Rotor Position Sensor, IEEE Trans. Power Electronics, 16,3 (2001) 390-399.
45. Datta, R. ve Ranganathan, V.T., A Simple Position Sensorless Algorithm for Rotor-side Field-Oriented Control of Wound-Rotor Induction Machine, IEEE Trans. Industrial Electronics, 48,4 (2001) 786-793.
46. Metwally, H.M.B., Abdel-kader, F.E. ve El-Shewy, H.M., Optimum Performance Characteristics of Doubly Fed Induction Motors Using Field Oriented Control, Energy Conversion and Management, 43 (2002) 3-13.
47. Kim, Y.H., Park, K.S. ve Jeong, Y.S., Comparison of Flywheel Systems for harmonic Compensation Based on Wound/Squirrel-cage Rotor Type Induction Motors, Electric Power Systems Research, 64 (2003) 189-195.
48. Poddar, G. ve Ranganathan, V.T., Direct Torque and Frequency Control of Doubly Inverter Fed Slip-Ring Induction Motor Drive, IEEE Trans. Industrial Electronics, 51,6 (2004) 1329-1337.
49. Poddar, G. ve Ranganathan, V.T., Sensorless Field-Oriented Control for Double Inverter Fed Wound-Rotor Induction Motor Drive, IEEE Trans. Industrial Electronics, 51,5 (2004) 1089-1096.
50. Peresada, S., Tilli, A. ve Tonielli, A., Power Control of a Doubly Fed Induction Machine via Output Feedback, Control Engineering Practice, 12 (2004) 41-57.

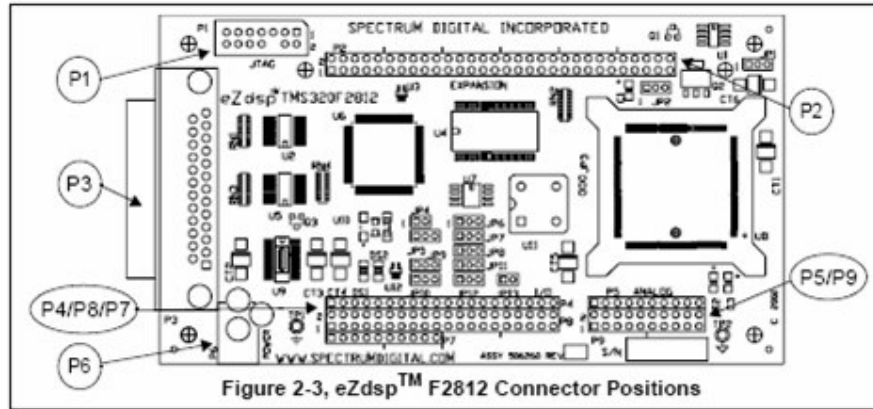
51. Katiniotis, I.M., Ionnides, M.G. ve Vernados, P.G., Operation of Induction Generator in the Magnetic Saturation Region as a Self-Excited and as a Double Output System, Journal of Materials Processing Technology, 161 (2005) 263-268.
52. Sürgevil, T. ve Akpınar, E., Modelling of a 5-kW Wind Energy Conversion System with Induction Generator and Comparison with Experimental Results, Renewable Energy 30 (2005) 913-929.
53. Baghzouz, Y. ve Tan, O.T., Optimal Efficiency Speed Control of Induction Motors by Variable Rotor Impedance, IEEE Trans. Energy Conversion, 4,2 (1989) 216-222.
54. Kuo, B.C., Automatic Control Systems, Prentice-Hall, New Jersey, 1995.
55. Ang, K.H. ve Chong, G., PID Control System Analysis Design and Technology, IEEE Trans. Control Systems Technology, 13, 4 (2005) 559-576.
56. Ziegler, J.G., Nichols, N.B. ve Rochester, N.Y., Optimum Settings for Automatic Controllers, Trans. American Society of Mechanical Engineering, 64 (1942) 759-768.
57. Tang, K.S., Kim, F.M., ve Chen, G., An Optimal Fuzzy PID Controller, IEEE Trans. Industrial Electronics, 48, 4 (2001) 757-765.
58. Kim, S.M. ve Han, W.Y., Induction Motor Servo Drive Using Robust PID-like Neuro-Fuzzy Controller, Control Engineering Practice, Article in Press, (2005).
59. Kukulj, D.D., Kuzmanovic, S.B. ve Levi, E., Design of a PID-like Fuzzy Logic Controller, Engineering Applications of Artificial Intelligence, 14 (2001) 785-803.
60. Ding, Y., Ying, H. ve Shao, S., Typical Takagi-Sugeno PI and PD Fuzzy Controllers: Analytical Structures and Stability analysis, Information Sciences, 151 (2003) 245-262.
61. Zadeh, L.A., Fuzzy Sets, Information and Control, 8,3 (1965) 338-353.
62. Mamdani, E.H. ve Assilian, S., An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller, International Journal of Man-Machines Studies, 7,1 (1975) 1-13.
63. Takagi, T., ve Sugeno, M., Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modelling and Control, IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics, 15,1 (1985) 116-132.
64. Siler, W. ve Ying, H., Fuzzy Control Theory: Linear Case, Fuzzy Sets and Systems, 33,3 (1989) 275-290.

65. Abraham. A., Rule-Based Expert Systems, Handbook of Measuring System Design, Edited by Sydenham,P. and Thorn , R., Cilt 2, John Willey&Sons, , New York, 2005.
66. El-Hawary, M., Electric Power Applications of Fuzzy Systems, IEEE Press Series on Power Engineering, New York, 1998.
67. Ibrahim, A.M., Introduction to Applied Fuzzy Electronics, Prentice-Hall, New Jersey,1997.
68. Elmas, C., Bulanık Mantık Denetleyiciler, Seçkin Yayıncılık, Ankara, 2003.
69. Bose, K.B., Expert System,Fuzzy Logic and Neural Network Applications in Power Electronics and Motion Control, Proceedings of IEEE, 62,8 (1994) 1303-1322.
70. Zhang, J. ve Knoll, A., Design Fuzzy Controllers by Rapid Learning, Fuzzy Sets and Systems, 101 (1999) 287-301.
71. Jang, J.R., Self-Learning Fuzzy Controllers Based on Temporal Back Propagation, IEEE Trans. Neural Networks, 3,5 (1992) 714-723.
72. Sugeno, M. ve Taniquchi, T., On Improvement of Stability Conditions for Continuous Mamdani-like Fuzzy Systems, IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics, 34,1 (2004) 120-131.
73. Huwendiek, O. ve Brockman, W., Function Approximation with Decomposed Fuzzy Systems, Fuzzy Sets and Systems, 101 (1999) 273-286.
74. Wong, L.X. ve Mendel, J.M., Generating Fuzzy Rules by Learning From Examples, IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics, 22,6 (1992) 1414-1427.
75. Sugeno, M., On Stability of Fuzzy Systems Expressed by Fuzzy Rules with Singleton Consequents, IEEE Trans. Fuzzy Systems, 7,2 (1999) 201-224.
76. Yager, R.R., Filev D.P. ve Sadeghi, T., Analysis of Flexible Structured Fuzzy Logic Controller, IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics, 24,7 (1994) 1035-1043.
77. Farag, W.A., Quintana, V.H. ve Tores, G.L., An Optimized Fuzzy Controller for a Synchronous Generator in a Multi-machine Environment, Fuzzy Sets and Systems, 102 (1999) 71-84.
78. Altaş, İ.H., A Fuzzy Logic Controlled Tracking System for Moving Targets, 12th IEEE International Symposium on Intelligent Control, Haziran 1997, İstanbul, ISIC'97 Bildiriler Kitabı, 43-48.

79. Altaş, İ.H., The Importance of Fuzziness in Fuzzy Logic Controllers, Proceedings of 2nd International Symposium on Intelligent Manufacturing Systems, Ağustos 1998, Sakarya, Bildiriler Kitabı, 211-220.
80. Pasand, M.S. ve Malik, O.P., A Fuzzy Logic Based PSS Using a Standardized Rule Table, Electric Machines and Power Systems, 27 (1999) 295-310.
81. Wang, J.B. ve Liaw, C.M., Performance Improvement of a Field-Oriented Induction Motor Drive via Fuzzy Control, Electric Machines and Power Systems, 27 (1999) 93-105.
82. Miranda, V. ve Calisto, P., A Fuzzy Inference System to Voltage/VAR Control in DMS–Distribution Management System, 14th Power Systems Computation Conference, Haziran 2002, Sevilla, PSCC'02 Bildiriler Kitabı, 1-6.
83. Saygın, A., Matris Konvertör ile Asenkron Motor Hızının Denetlenmesi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara 2004.
84. Ardam, H., Bulanık Mantık Denetimli Bir AC/AC Konvertör, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara 2002.
85. Negnevitsky, M., Artificial Intelligence-A Guide to Intelligent Systems, Second Edition, Adison Wesley, Harlow UK, 2004.
86. Okumuş, H.İ., Improved Direct Torque Control of Induction Machine Drives, Phd.Thesis, University of Bristol, Department of Electrical and Electronic Engineering, Bristol, 2001.
87. Eker, M.K., Senkron Generatör Uyarma Devresinin Bulanık Mantıkla Denetimi, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2005.
88. Texas Ins., TMS320f2812 Digital Signal Processor Implementation Tutorial, 2004
89. Texas Ins., EzDSP TMS320F2812 Digital Signal Processor Technical References, 2004

EKLER

EK.1. EZDSP F2812 DSK (TMS320F2812 FPGA DSP YONGALI KART) BAĞLANTILARI



JTAG

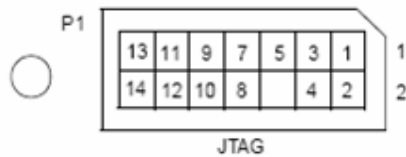
Connector	Function
P1	JTAG Interface
P2	Expansion
P3	Parallel Port/JTAG Controller Interface
P4/P6/P7	I/O Interface
P5/P9	Analog Interface
P6	Power Connector

Pin #	Signal	Pin #	Signal
1	TMS	2	TRST-
3	TDI	4	GND
5	PD (+5V)	6	no pin
7	TDO	8	GND
9	TCK-RET	10	GND
11	TCK	12	GND
13	EMU0	14	EMU1

P2

2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40	41	43	45	47	49	51	54	56	58	60
1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	42	44	46	48	50	52	53	55	57	59

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	P4
2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40	P6
1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	P7										



EK.2. EZDSP F2812 DSK P2 BALANTI PINLERİ

Pin #	Signal	Pin #	Signal
1	+5V	2	+5V
3	XD0	4	XD1
5	XD2	6	XD3
7	XD4	8	XD5
9	XD6	10	XD7
11	XD8	12	XD9
13	XD10	14	XD11
15	XD12	16	XD13
17	XD14	18	XD15
19	XA0	20	XA1
21	XA2	22	XA3
23	XA4	24	XA5
25	XA6	26	XA7
27	XA8	28	XA9
29	XA10	30	XA11
31	XA12	32	XA13
33	XA14	34	XA15
35	GND	36	GND
37	XZCS0AND1n/PSn	38	XZCS2n/DSn
39	XREADY	40	ISn
41	XRnW	42	STRBn
43	XWE	44	XRDn
45	+3.3V/BR-	46	XNMN/INT3
47	XRSn/RSn	48	
49	GND	50	GND
51	GND	52	GND
53	XA16	54	XA17
55	XA18	56	XHOLDn
57	XHOLDAn	58	
59		60	

EK.3. EZDSP F2812 DSK P4-P5-P7-P8-P9 BALANTI PINLERİ

P4 Pin #	P4 Signal	P8 Pin #	P8 Signal	P8 Pin #	P8 Signal
1	+5 Volts	1	+5 Volts	2	+5 Volts
2	XINT2/ADCSOC	3	SCITXDA	4	SCIRXDA
3	MCLKXA	5	XINT1n/XBIO _n	6	CAP1/QEP1
4	MCLKRA	7	CAP2/QEP2	8	CAP3/QEP11
5	MFSXA	9	PWM1	10	PWM2
6	MFSRA	11	PWM3	12	PWM4
7	MDXA	13	PWM5	14	PWM6
8	MDRA	15	T1PWM/T1CMP	16	T2PWM/T2CMP
9		17	TDIRA	18	TCLKINA
10	GND	19	GND	20	GND
11	CAP5/QEP4	21		22	XINT1N/XBIO _n
12	CAP6/QEP12	23	SPISOMA	24	SPIOMA
13	T3PWM/T3CMP	25	SPICLKA	26	SPISTEA
14	T4PWM/T4CMP	27	CANTXA	28	CANRXA
15	TDIRB	29	XCLKOUT	30	PWM7
16	TCLKINB	31	PWM8	32	PWM9
17	XF/XPLLDIS _n	33	PWM10	34	PWM11
18	SCITXDB	35	PWM12	36	CAP4/QEP3
19	SCIRXDB	37	T1CTRI _P /PDPINT	38	T3CTRI _P /PDPINT _{Bn}
20	GND	39	GND	40	GND

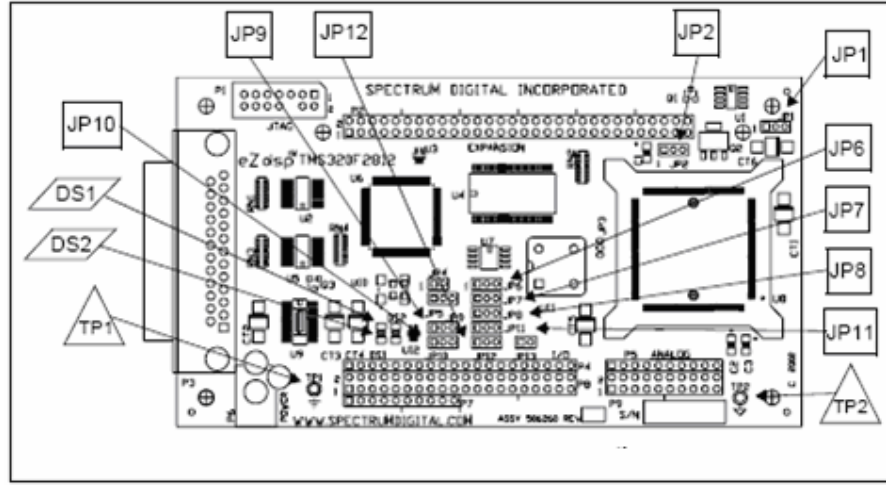
P5 ANALOG

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
1	3	5	7	9	11	13	15	17	19

P9

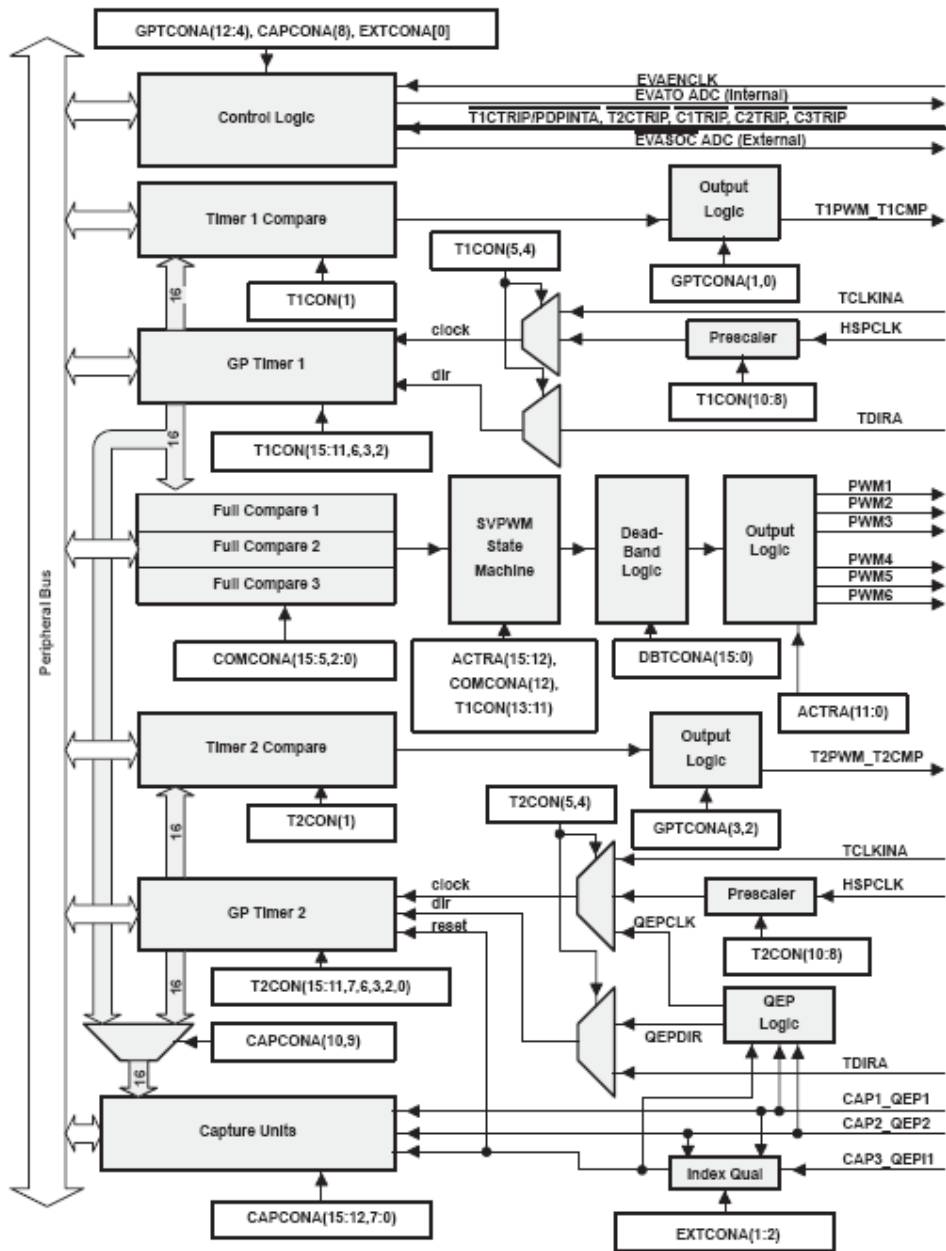
P7 Pin #	P7 Signal	P5 Pin #	Signal	P9 Pin #	Signal	P9 Pin #	Signal
1	C1TRIP _n	1	ADCINB0	2	GND	2	ADCINA0
2	C2TRIP _n	2	ADCINB1	4	GND	4	ADCINA1
3	C3TRIP _n	3	ADCINB2	6	GND	6	ADCINA2
4	T2CTRI _{Pn} /EVASOC _n	4	ADCINB3	8	GND	8	ADCINA3
5	C4TRIP _n	5	ADCINB4	10	GND	10	ADCINA4
6	C5TRIP _n	6	ADCINB5	12	GND	12	ADCINA5
7	C6TRIP _n	7	ADCINB6	14	GND	14	ADCINA6
8	T4RE _{Pn} /EVBSOC _n	8	ADCINB7	16	GND	16	ADCINA7
9		9	ADCREFM	18	GND	18	VREFLO
10	GND	10	ADCREFP	20	GND	20	

EK.4. EZDSP F2812 DSK ÇALIŞTIRMA KİPİ ATLAMALARI



Jumper #	Size	Function	Position As Shipped From Factory
JP1	1 x 3	XMP/MCn	2-3
JP2	1 x 3	Flash Power Supply	1-2
JP6	1 x 3	Test Mode Select	2-3
JP7	1 x 2	Boot Mode 3	2-3
JP8	1 x 3	Boot Mode 2	2-3
JP9	1 x 3	PLL Disable	1-2
JP10	1 x 3	Connect XF to LED DS2	1-2
JP11	1 x 3	Boot Mode 1	1-2
JP12	1 x 3	Boot Mode 0	2-3

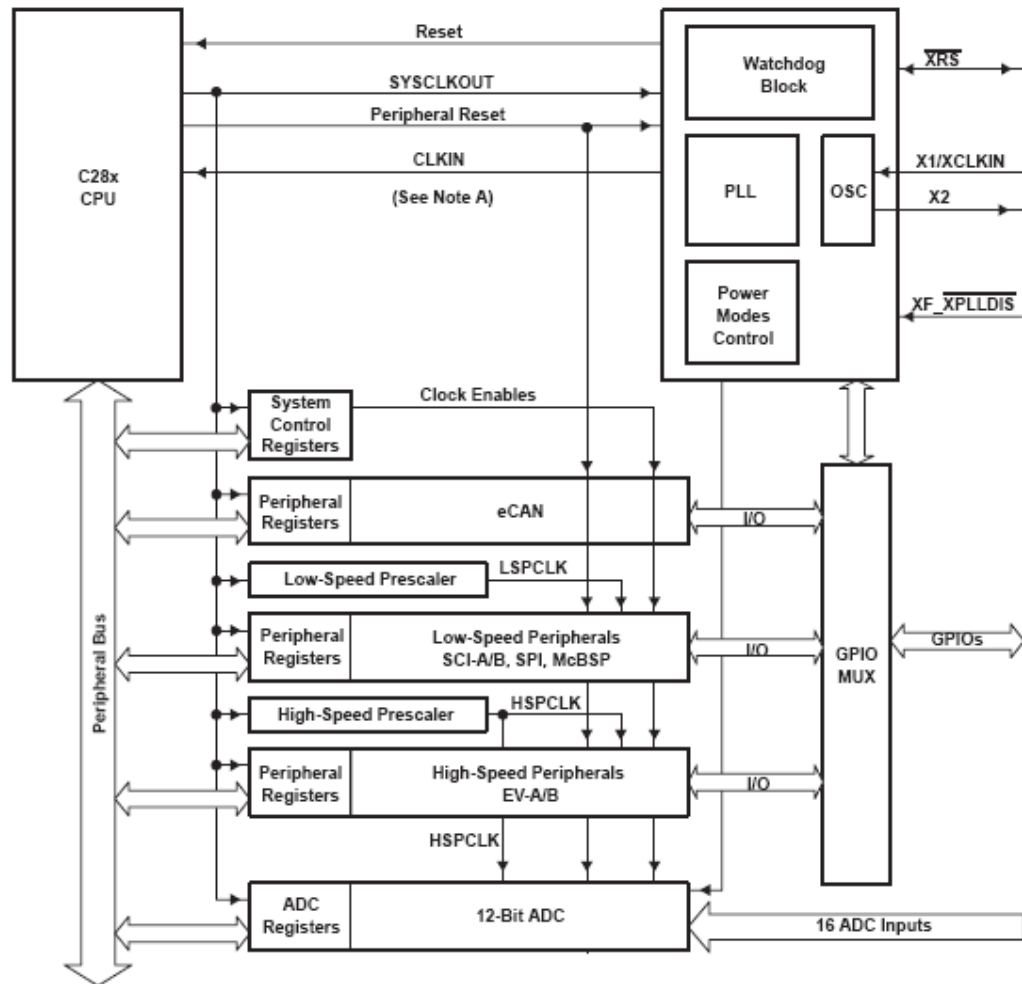
EK.5. TMS320F2812 DSP EVA BLOK ÇİZGESİ



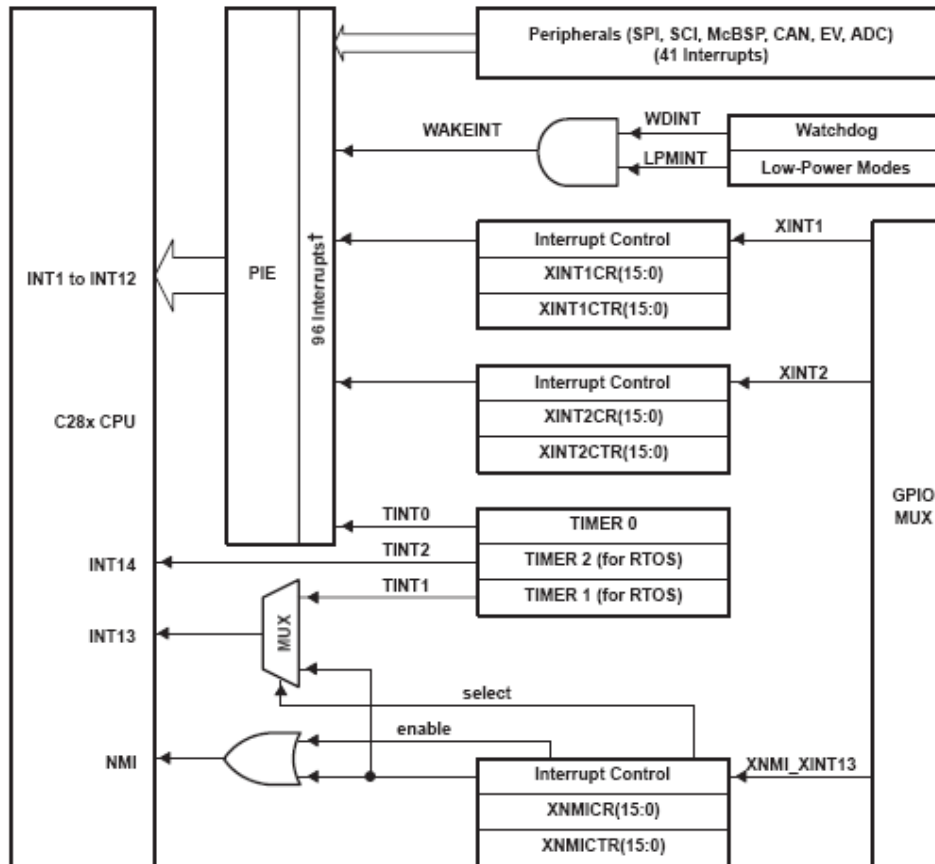
EK.6. TMS320F2812 EVA KAYITÇILARI

NAME	ADDRESS	SIZE (x16)	DESCRIPTION
GPTCONA	0x00 7400	1	GP Timer Control Register A
T1CNT	0x00 7401	1	GP Timer 1 Counter Register
T1CMPR	0x00 7402	1	GP Timer 1 Compare Register
T1PR	0x00 7403	1	GP Timer 1 Period Register
T1CON	0x00 7404	1	GP Timer 1 Control Register
T2CNT	0x00 7405	1	GP Timer 2 Counter Register
T2CMPR	0x00 7406	1	GP Timer 2 Compare Register
T2PR	0x00 7407	1	GP Timer 2 Period Register
T2CON	0x00 7408	1	GP Timer 2 Control Register
EXTCONA‡	0x00 7409	1	GP Extension Control Register A
COMCONA	0x00 7411	1	Compare Control Register A
ACTRA	0x00 7413	1	Compare Action Control Register A
DBTCONA	0x00 7415	1	Dead-Band Timer Control Register A
CMPR1	0x00 7417	1	Compare Register 1
CMPR2	0x00 7418	1	Compare Register 2
CMPR3	0x00 7419	1	Compare Register 3
CAPCONA	0x00 7420	1	Capture Control Register A
CAPFIFOA	0x00 7422	1	Capture FIFO Status Register A
CAP1FIFO	0x00 7423	1	Two-Level Deep Capture FIFO Stack 1
CAP2FIFO	0x00 7424	1	Two-Level Deep Capture FIFO Stack 2
CAP3FIFO	0x00 7425	1	Two-Level Deep Capture FIFO Stack 3
CAP1FBOT	0x00 7427	1	Bottom Register Of Capture FIFO Stack 1
CAP2FBOT	0x00 7428	1	Bottom Register Of Capture FIFO Stack 2
CAP3FBOT	0x00 7429	1	Bottom Register Of Capture FIFO Stack 3
EVAIMRA	0x00 742C	1	Interrupt Mask Register A
EVAIMRB	0x00 742D	1	Interrupt Mask Register B
EVAIMRC	0x00 742E	1	Interrupt Mask Register C
EVAIFRA	0x00 742F	1	Interrupt Flag Register A
EVAIFRB	0x00 7430	1	Interrupt Flag Register B
EVAIFRC	0x00 7431	1	Interrupt Flag Register C

EK.7. TMS320F2812 DSP SİSTEM DENETİMİ

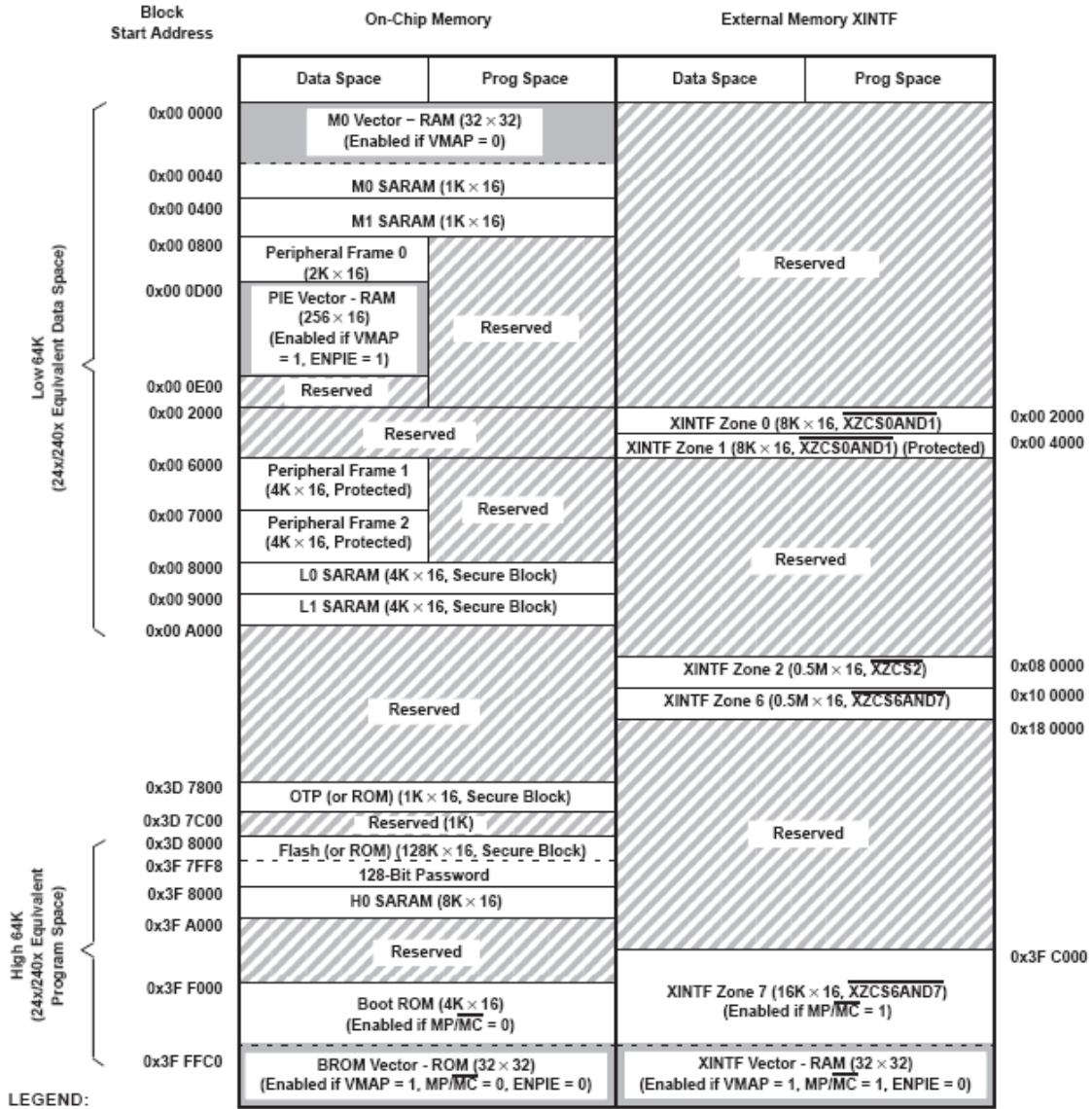


EK.8. TMS320F2812 DSP KESME(INTERRUPT) KAYNAKLARI



† Out of a possible 96 interrupts, 45 are currently used by peripherals.

EK.9. TMS320F2812 DSP BELLEK HARİTASI



ÖZGEÇMİŞ

Selami KESLER, 1972 yılında Gümüşhane'nin Köse ilçesinde doğdu. İlkokulu Köse Merkez İlkokulu, Ortaokulu Gümüşhane Atatürk Ortaokulu ve Lise öğrenimini Gümüşhane Lisesi'nde tamamladı. 1991 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi'nden Elektrik Mühendisi ünvanı ve Onur Öğrencisi olarak mezun oldu. 1992 yılında KTU Gümüşhane Meslek Yüksekokulu'na Öğretim Görevlisi olarak atandı. 1998 yılında KTU Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makinaları Bilim Dalında yüksek lisansını tamamladı. 1999 yılında KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora çalışmalarına başladı. 1995 yılında askerlik görevini yerine getirmiş olup, evli ve iki çocuk babasıdır. İngilizce bilmektedir.