

57981

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUNUN MODELLENMESİ

VE YENİ KONTROL TEKNİKLERİ İLE DENETİMİ

DOKTORA TEZİ

Y. Müh. Nihat İNANÇ

Ana Bilim Dalı: ELEKTRİK

Programı: ELEKTRİK

TEMMUZ 1996

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

T. C.
Yükseköğretim Kurulu
Dokümantasyon Merkezi

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUNUN MODELLENMESİ

VE YENİ KONTROL TEKNİKLERİ İLE DENETİMİ

DOKTORA TEZİ

Y. Müh. Nihat İNANÇ

57941

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 31 Temmuz 1996

Tezin Savunulduğu Tarih : 25 Ekim 1996

Tez Danışmanı

Yrd.Doç.Dr.Nurettin ABUT

(Nurettin Abut)
(.....)

Üye

Prof.Dr.Nurdan GÜZELBEYOĞLU

(Nurdan Güzelbeyoğlu)
(.....)

Üye

Prof.Dr.Atif URAL

(Atif Ural)
(.....)

TEMMUZ 1996

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUNUN MODELLENMESİ VE YENİ KONTROL TEKNİKLERİ İLE DENETİMİ

Nihat İNANÇ

Anahtar Kelimeler: Anahtarlamaalı Relüktans Motoru, Ortak Endüktanslar, Fuzzy Kontrol, Kayan Kipli Kontrol

Özet: Son yıllarda özellikle değişken hıza ihtiyaç duyulan endüstriyel uygulamalarda, anahtarlamaalı relüktans motoruna gösterilen yoğun ilgi dikkati çekmektedir. Bunun başlıca sebepleri, anahtarlamaalı relüktans motoru (ARM)'nin yapısının basit, kararlı, veriminin yüksek, bakımının kolay, maliyetinin ucuz, boyutlarının diğer konvansiyonel makinalara nazaran küçük olması ve düşük hızlarda yüksek moment vermesi vs. olarak sayılabilir. Ancak ARM'nin çalışabilmesi için rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulması ve anahtarlamaalar esnasında akustik gürültü oluşması makinanın sorunları olarak karşımıza çıkmaktadır.

Rotor konum bilgisinin Hall-Effect sensörlerle elde edildiği bu tezin üç ana konusu vardır:

1) 8/6 ARM'nin, ortak endüktansların etkisini de dikkate alarak, matematiksel modelini oluşturmak ve bu modele, sargı akımlarının ve sargı akımlarının karelerinin toplamının kontrol edildiği klasik kontrol uygulayarak, simülasyon çalışması ile moment dalgalanmasının azaltılmasını (dolayısıyla akustik gürültünün azaltılmasını) sağlamak.

2) Oluşturulan matematiksel modelde hız kontrolü gerçekleştirmek için aşağıdaki kontrol tekniklerini uygulayarak, teknikler arasında bir karşılaştırma imkanı oluşturmak ve en uygun kontrol tekniğini seçmek.

- a) Fuzzy kontrol
- b) Kayan kipli kontrol (Sliding Mode kontrol)

3) Deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlarla, 1. ve 2. maddelerde sayılan çalışmalardan elde edilen sonuçları karşılaştırarak, teorik çalışmaların gerçeklik oranını belirlemek.

Bütün bu çalışmalar boyunca;

- i) Doyma bölgesi dikkate alınmadı.
- ii) Eddy ve demir kayıpları ihmal edildi.

Sonuçta; yapılan çalışmalar ile, ARM'nin moment dalgalanması büyük oranda giderilerek akustik gürültü azaltıldı. Şimdiye kadar ARM'ye uygulanmayan, fuzzy ve kayan kipli kontrol gibi yeni kontrol teknikleri, ARM'ye uygulanarak başarılı sonuçlar elde edildi.

MODELLING AND CONTROLLING BY NEW CONTROL TECHNIQUES OF A SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

Nihat INANC

Keywords: Switched reluctance motor, Mutual enductance, Fuzzy Control, Sliding Mode Control

Abstract: In recent years, especially the need to variable speed in servo applications has increased the interest to the switched reluctance motors (SRM). The major reasons of these interests to SRM are ;

- * robustness, high efficiency and low cost
- * simple structure, easy to maintain and high torque in low speed.
- * smaller dimension of the motor in comparison to other motors

However, the SRM has drawbacks too. These are; rotor position sensing and generates acoustic noise in switching. This thesis which obtains the rotor position sensing by Hall-Effect sensors has three main subjects. These are:

1. The building the mathematical model of 8/6 SRM by considering mutual inductances. Later the classical control technique which controls phase current and the sum of the square of the phase currents have been applied to this model. This has aimed at reducing the torque ripple which has been done by a simulation model. Therefore acoustic noise has also been reduced.

2. To control the speed in this mathematical model, the following control techniques have been applied and later these techniques compared each other, so that we could find the opportunity to find out the best control technique. These control techniques:

- a) Fuzzy control
- b) Sliding mode control (Variable structure control)

3. The result obtained from experimental studies and the results obtained from the models specified above list 1 and 2 have been compared each other, so that we could have the opportunity to find how realistic these theoretical studies. In this thesis,

- a) The saturation region has been omitted
- b) Eddy and iron losses have been neglected

With this study, the torque ripple of SRM has been greatly removed and the acoustic noise has also been reduced. The newly invented fuzzy logic and sliding mode control techniques which have not been applied to SRM so far, have been applied in this study and successful results have been obtained.

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Anahtarlamalı relüktans motoru, 1840'lı yıllardan beri bilinen fakat "rotor konum tesbiti" ve "akustik gürültü" gibi problemlerinden dolayı bugüne dek endüstriyel amaçlı olarak kullanılmayan bir makinedir. Ancak, günümüz dünyasında gelişen teknoloji, bu makinaya endüstriyel işlerlik kazandırabilecek imkanları sunmaktadır. Özellikle güç elektroniği elemanlarının gelişmesi, makinanın problemlerinin kontrol ile giderilebilmesi imkanını arttırmaktadır. Anahtarlamalı relüktans motorunun problemleri başarılı bir şekilde giderilebilirse, diğer endüstriyel elektrik makinalarına karşı basit, ucuz, güvenilir vs. gibi üstün özelliklere sahip alternatif bir makina sunulacaktır.

Anahtarlamalı relüktans motorunun sorunlarının, kontrol teknikleri ile giderilmeye çalışıldığı bu tezin, teknolojiye ve bundan sonraki çalışmalara katkı sağlaması en büyük temennimdir.

Çalışmalarım süresince, her türlü desteğini esirgemeyen danışmanım Yrd.Doç.Dr. Nurettin ABUT'a teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca TÜBİTAK CAD/CAM Robotik Bölümünde, makinaya ait deneysel çalışmaları yapmamıza imkan sağlayan Dr. Veysel ÖZBULUR'a, her türlü yardımını esirgemeyen mesai arkadaşım Y.Müh. Adnan DERDİYOK'a ve maddi-manevi desteklerini esirgemeyerek bana sabreden aileme teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	ii
ABSTRACT.....	iii
ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR.....	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR.....	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	x
TABLolar LİSTESİ.....	xiii
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
1.1. ARM Hakkında Yapılmış Çalışmalar.....	2
1.2. Tezin Hedefi.....	13
1.3. Tezin Yapısı.....	14
BÖLÜM 2. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORU.....	15
2.1. Giriş.....	15
2.2. Anahtarlamaalı Relüktans Motorunun Yapısı.....	15
2.3. Anahtarlamaalı Relüktans Motorunun Avantajları ve Dezavantajları.....	16
2.4. ARM'nin Çalışması.....	17
2.5. Endüktans Değişimi ve Moment Üretimi.....	18
2.5.1. Endüktans Değişimi.....	18
2.5.2. Moment Üretimi.....	20
2.6. ARM'de Kullanılan Konverterler.....	21
2.6.1. Bifilar Sargı Kullanılan Konverter.....	23
2.6.2. Sönümlenme Dirençli Konverter.....	23
2.6.3. Her Fazda İki Anahtar Bulunan Klasik Konverter.....	24
2.6.4. Ayrık Beslemeli Konverter.....	25
2.6.5. Ortak Anahtarlı Konverter.....	25
2.6.6. H-Köprü Konverter.....	26
2.6.7. Sood Konverter.....	26
2.6.8. RC Konverter.....	27

2.6.9. C-Dump Konverter.....	27
BÖLÜM 3. 8/6 ARM'NİN MATEMATİKSEL MODELİNİN ÇIKARILMASI.	29
3.1. Giriş.....	29
3.2. ARM'nin Eşdeğer Devresi.....	29
3.3. Endüktans Matrisinin Elemanlarının Deneysel Olarak Bulunması..	31
3.3.1. Deney Düzenegi.....	31
3.3.2. Deneyde Okunan Değerler.....	32
3.3.3. Endüktans ve Ortak Endüktans Değerlerinin Okunması.....	33
3.3.4. Eğri Uygunlaştırma.....	37
3.4. Endüktans Matrisinin Elemanlarının Katsayılarının Bulunması.....	37
3.5. Moment İfadesinin Bulunması.....	43
3.6. C-Dump Konverterli 8/6 ARM'nin Matematiksel Modeli.....	45
BÖLÜM 4. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI.....	48
4.1. Giriş.....	48
4.2. C-Dump Konverterli 8/6 ARM'nin Simülasyonu.....	48
4.2.1. Simnon 3.0 Paket Programı ile Gerçekleştirilen Simülasyon çalışmaları.....	49
4.2.2. C++ Yazılım Programı ile Yapılan Simülasyon Çalışmaları	63
BÖLÜM 5. YENİ KONTROL TEKNİKLERİNİN ARM'YE UYGULANMASI	65
5.1. Giriş.....	65
5.2. Fuzzy Lojik Kontrol.....	65
5.2.1. Giriş.....	65
5.2.2. Fuzzy Lojik Teorisi.....	66
5.2.3. Bir Fuzzy Kontrolcunun Yapısı.....	69
5.2.4. Fuzzy Kontrolün Dezavantajları.....	74
5.2.5. Fuzzy Kontrol Metodunun ARM'ye Uygulanması.....	75
5.2.6. Simülasyon Sonuçları.....	78
5.3. Kayan Kipli Kontrol (KKK).....	81
5.3.1. Giriş.....	81

5.3.2. Kayan Kipli Kontrolün Temel Gösterimi.....	83
5.3.3. Ayrık Zamanlı Sistemler.....	87
5.3.4. Kayma Ve Kararlı Hal Durumlarında Titreşim (Chattering)	88
5.3.5. KKK Probleminin İfadesi.....	88
5.3.6. Kayan Kipli Kontrolün ARM'ye Uygulanması.....	95
5.3.7. Simülasyon Çalışmaları.....	97
BÖLÜM 6. DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....	101
6.1. Giriş.....	101
6.2. ARM'nin Akımının Kontrol Edilmesiyle Yapılan Deneysel Çalışmalar.....	101
6.3. ARM'nin Faz Akımlarının Karelerinin Toplamının Kontrol Edilerek Yapılan Deneysel Çalışmalar.....	103
BÖLÜM 7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	105
KAYNAKLAR.....	109
ÖZGEÇMİŞ.....	117

SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

ARM	: Anahtarlama relüktans motoru
B	: Viskoz sürtünme katsayısı (Nms/rad)
C_d	: C-Dump kondansatör değeri (Farat)
G	: Kayma yüzeyinin eğimini gösteren sabit matris
I_g	: C-Dump devresindeki endüktansın akım değeri (amper)
I_{ref}	: Referans akım (amper)
i_n, i_m	: Statorun n.(veya m.) sargısına ait akım (amper)
J	: Motorun atalet momenti (Nms ² /rad)
KKK	: Kayan kipli kontrol
k_p	: Yük momenti katsayısı
L_g	: C-Dump devresindeki endüktans değeri (henri)
L_n	: Statorun n. sargısına ait endüktans değeri (henri)
M_{nm}	: n. sargı ile m. sargı arasındaki ortak endüktans (henri)
R_g	: C-Dump devresindeki direnç değeri (ohm)
r_k	: Rotor kutup sayısı
R_s	: Sargı direnci (ohm)
s	: Anahtarlama yüzeyi
s_k	: Stator kutup sayısı
T	: Elektriksel moment (N.m.)
T_L	: Yük momenti (N.m.)
T_m	: Mekanik moment (N.m.)
u	: Kontrol çıkışı
U	: Fuzzy çıkış büyüklüğü
u_e	: Eşdeğer kontrol
\tilde{u}_e	: Eşdeğer kontrolün kestirimi
U_g	: C-Dump devresindeki anahtara ait darbe işareti
U_0	: Ağırlık merkezi durulaştırma işlemi
v	: Lyapunov fonksiyonu
V, V_k	: Kaynak gerilimi (volt)
V_c	: C-Dump kondansatör gerilimi (volt)

V_g	: C-Dump devresindeki seri bobin ve direnç uçlarındaki toplam gerilim (V)
V_n	: n. sargı gerilimi (volt)
VSS	: Değişken yapıli kontrol
w	: Sabit
ω	: Açısal hız (rad/s)
W'	: Ko-enerji
x_{ref}	: Referans durum vektörü
α	: Stator ve rotor kutupları arasındaki adım açısı (radyan)
λ	: Magnetik alan akısı (V.s.)
θ	: Rotor konum açısı (radyan)
θ_d	: Darbe süresi (radyan)
θ_{el}	: Elektriksel açı (radyan)
θ_m	: Mekanik açı (radyan)
$\theta_{mek,rot}$: Rotor mekanik açısı (radyan)
$\theta_{mek,stat}$: Stator mekanik açısı (radyan)
θ_{on}	: Darbe başlangıç zamanı (radyan)
φ_n	: Endüktans değerleri arasındaki açı farkı (radyan)
μ	: Fuzzy kümesi
ψ	: Geribesleme kazancı
σ	: Kayma yüzeyi
τ	: Kesim frekansı

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Değişik stator/rotor kutup oranları için ARM şekilleri.....	16
Şekil 2.2.	8/6 ARM'nin basitleştirilmiş şeması.....	17
Şekil 2.3.	ARM'nin ideal endüktans profili ve çalışma modları.....	18
Şekil 2.4.	Maksimum ve minimum endüktans pozisyonu.....	19
Şekil 2.5.	Magnetik sistemde depo edilen ko-enerji.....	20
Şekil 2.6.	Bifilar sargı kullanılan konverter.....	23
Şekil 2.7.	Sönümlenme dirençli konverter.....	24
Şekil 2.8.	Asimetrik köprü konverter.....	24
Şekil 2.9.	Ayrık beslemeli konverter.....	25
Şekil 2.10.	Ortak anahtarlı konverter.....	25
Şekil 2.11.	H-Köprü konverter.....	26
Şekil 2.12.	Sood konverter.....	27
Şekil 2.13.	RC konverter.....	27
Şekil 2.14.	C-Dump konverter.....	28
Şekil 3.1.	ARM'nin 1 fazlı eşdeğer devresi.....	29
Şekil 3.2.	Deney düzeneği.....	31
Şekil 3.3.	Deneysel olarak bulunan L_{33} ve ortak endüktanslar eğrisi.....	36
Şekil 3.4.	Uydurulan fonksiyon ile L_{33} ve ortak endüktanslar eğrisi.....	41
Şekil 3.5.	8/6 ARM'nin endüktans ve ortak endüktans profilleri.....	42
Şekil 3.6.	C-Dump konverterli 8/6 ARM.....	45
Şekil 4.1.	8/6 ARM'nin endüktans ve ortak endüktans profilleri.....	49
Şekil 4.2.	Makinanın 3 no'lu fazına ait endüktans, darbe işaretleri, sargı akımı eğrileri.....	50
Şekil 4.3.	Kaynaktan çekilen toplam akım.....	50
Şekil 4.4.	Toplam moment çıktısı.....	51
Şekil 4.5.	Hız eğrisi.....	51
Şekil 4.6.	3 no'lu faz'a ait sargı gerilimi.....	51
Şekil 4.7.	3 no'lu faz'a ait akım, moment, darbe işareti ve endüktans eğrileri.....	52
Şekil 4.8.	Motor çalışmada 3 no'lu sargı için endüktans, darbe işareti, akım ve	

moment eğrisi.....	53
Şekil 4.9. Generatör çalışmada 3 no'lu sargı için endüktans, darbe işareti, akım ve moment eğrisi.....	54
Şekil 4.10. Endüktans ve akım eğrisi.....	55
Şekil 4.11. Akım, moment ve akının 2 no'lu faz için çıktıları.....	56
Şekil 4.12. Akım kontrolü durumunda moment ve akım çıktıları.....	56
Şekil 4.13. Akım kontrolü durumunda 3 no'lu faz'a ait endüktans, darbe işareti ve sargı akımı.....	57
Şekil 4.14. Sargı ve kondansatör gerilimi, kondansatör akımı.....	57
Şekil 4.15. Akımların karelerinin kontrol edilmesiyle oluşan moment, akım çıkışı	58
Şekil 4.16. Akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği durumda 2 no'lu faz'a ait endüktans profili, darbe işareti, sargı akımı.....	59
Şekil 4.17. Sargı gerilimi.....	59
Şekil 4.18. Akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği duruma ait hız ve konum eğrisi.....	60
Şekil 4.19. Moment-Hız karakteristiği ve 1 no'lu faz'a ait akı-akım eğrisi.....	60
Şekil 4.20. Akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği durumda sargı akımı, C-Dump diyot akımı ve C-Dump bobininin akımı.....	61
Şekil 4.21. Akımların karelerinin kontrol edildiği ve yüksüz çalışan makinanın moment ve akım çıktısı.....	62
Şekil 4.22. Akımların karelerinin kontrol edildiği ve $k_p=1$ iken moment ve akım çıktısı.....	62
Şekil 4.23. Akım kontrolü ile elde edilen moment ve akım çıktıları.....	63
Şekil 4.24. Akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği durumda moment ve akım çıktıları.....	64
Şekil 5.1. Çeşitli tiplerde üyelik fonksiyonları.....	67
Şekil 5.2. Sıcaklık kontrol gösterimi: keskin küme, fuzzy küme.....	67
Şekil 5.3. Fuzzy kümelerin temel çalışmaları.....	68
Şekil 5.4. Bir fuzzy kontrolcunun yapısı.....	69
Şekil 5.5. SUP-MIN prensibi ile fuzzy derleme metodu.....	73
Şekil 5.6. Fuzzy kontrollü bir sistemin temel yapısı.....	73
Şekil 5.7. Fuzzy kümeler.....	77

Şekil 5.8.	ARM'nin fuzzy kontrol blok diyagramı.....	78
Şekil 5.9.	Akım ve fuzzy hız kontrolu uygulanmış 8/6 ARM'nin moment, faz akımları, hız değişimleri.....	79
Şekil 5.10.	Akımların karelerinin toplamı ile birlikte fuzzy hız kontrolu uygulanmış moment, faz akımları ve hız değişimleri.....	80
Şekil 5.11.	Basit bir KKK örneği.....	83
Şekil 5.12.	Faz portreleri.....	86
Şekil 5.13.	KKK ile hız kontrolü için blok diyagram.....	97
Şekil 5.14.	Akım kontrolü ile KKK uygulandığında moment, akımlar, hız.....	98
Şekil 5.15.	Akımların karelerinin toplamının kontrolü ile birlikte KKK uygulandığında moment, akım ve hız çıktıları.....	99
Şekil 6.1.	ARM'nin akımını kontrol edebilmek için kullanılan devre.....	102
Şekil 6.2.	ARM'de akım kontrolu yapılarak osiloskoptan alınan faz akımları dalga şekli.....	102
Şekil 6.3.	Faz akımlarının karelerinin toplamının kontrol edildiği devre.....	103
Şekil 6.4.	ARM'nin faz akımlarının karelerinin toplamının kontrol edilmesiyle osiloskoptan alınan akım dalga şekli.....	104

TABLolar LİSTESİ

Tablo 3.1. 3 no'lu sargıdan $I=0.575$ Amper akım akıtılarak okunan sargı gerilimi ve ortak gerilimler.....	32
Tablo 3.2. 3 no'lu sargıdan $I=0.486$ Amper akım akıtılarak okunan sargı gerilimi ve ortak gerilimler.....	33
Tablo 3.3. 3 no'lu sargıdan $I=0.575$ Amper akım akıtılarak bulunan endüktans ve ortak endüktans değerleri.....	34
Tablo 3.4. 3 no'lu sargıdan $I=0.486$ Amper akım akıtılarak bulunan endüktans ve ortak endüktans değerleri.....	35
Tablo 5.1. Kontrol kuralları tablosu.....	76

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Teknolojinin hızla geliştiği günümüz dünyasında, elektrik makinaları alanında da gerek maliyet gerekse makina parametreleri açısından optimum çözüm için çalışmalar hızla devam etmektedir. Endüstriyel ve akademik çalışmaların yoğun olarak sürdüğü makinalardan biri de anahtarlamalı relüktans motoru (ARM)' dir. ARM 1980'li yılların öncesinde "Değişken Relüktans Motoru" (Variable Reluktance Motor) olarak adlandırılmaktaydı . Daha sonraları, fazlarının anahtarlamak suretiyle uyarılmasından dolayı, ARM adını alan motor ile ilgili olarak ilk çalışmaları 1840'lı yıllarda gerçekleştiren W.H.Taylor ilk patent sahibi olmuştur. ARM uzun yıllar önce bilinmesine rağmen, rotor konum tesbiti ve akustik gürültü gibi problemlerinden dolayı pek ilgi görmemiştir. 1960'lı yıllarda relüktans prensipli 3 fazlı senkron makina kullanılmıştır. Ancak, güç elektroniği elemanlarının ve bilgisayar destekli elektromagnetik dizaynın gelişmesi ile birlikte ARM yeniden ilgi odağı olmuştur. ARM 'nin moment kontrollü yönde çalıştırılabilirliğinden (Orthman and Schöner 1993) dolayı değişken hız tahriklerinde kullanılabilirliği bu ilginin kaynağı olmuştur (Buja and Valla 1991). Bu arada ilk kez 1975'lerde ARM' nin güç elektroniği ile birleştirilmiş dizaynı gerçekleştirilmiştir. Eğer ARM'nin iyileştirilmesi için yapılan çalışmalardan (kontrol ve dizayn) olumlu sonuçlar alınabilirse ARM diğer elektrik makinalarına karşı ciddi bir alternatif olarak endüstrideki yerini alacaktır.

Tüm dünyada ARM'ye yönelmenin sebebi; yapısının basit, güvenilir, kararlı (robust) olması, hemen hemen çalışma ortamından bağımsız olması (çok kötü şartlarda bile çalışabilmesi), hem yüksek hızlarda hem de düşük hızlarda çalışabilmesi ve diğer elektrik makinalarıyla karşılaştırıldığında ekonomik olmasıdır. (An and Joe 1993) Bu özelliklerinden dolayı ARM ; demiryolu, hafif raylı sistemler, havacılık, denizcilik, otomobil, ev aletleri, fanlar, pompalar gibi değişken hız uygulamalarında hızla önem kazanmaktadır (Materu and Krishnan 1989). Çıkış karakteristikleri DC seri motor ile benzer olmasından dolayı çekme özellikli uygulamalar için uygundur.

ARM ticari amaçla ilk olarak Oulton Switched Reluktance Drives Ltd. lisansı ile İngiliz Tasc Drives Ltd. UK tarafından 4-22 kW değerlerinde üretildi. 100-1000 W gibi küçük güç değerlerinde de imal edilen ARM'nin 200 kW'a kadar özel imalatları dikkati çekmektedir (36 kW 3000 d/dk, 65 kW 3700 d/dk, 21 kW 25000 d/dk).

1.1. ARM hakkında yapılmış çalışmalar

Harris et al.(1975), çift çıkık kutuplu ARM'yi doymuş lamine malzeme kullanarak imal ettiler.

Çift çıkık kutuplu, elektronik anahtarlama relüktans motor grubunun teorisi detaylı olarak incelenmiştir. Birçok yönden geleneksel sistemlerden daha üstün olan tam kontrol edilebilir değişken hızlı sistemler için gerekli kuralları sağladığı gösterilerek, asenkron ve DC tabanlı makinalardan daha ekonomik olduğu gösterilmiştir. Sürücü devresinin de daha ekonomik olduğu belirtilerek ARM'ye ait temel çalışma modları, analizler, dizayn düşünceleri ve 750 d/dk-15 kW'a kadar prototip motordan elde edilen deney sonuçları verilmiştir. 6/4 ve 8/6 ARM için endüktans değişimi ve moment üretimi sunulmuştur. (Lawrenson et al. 1980)

ARM için bifilar sargılı ve bifilar sargsız değişik konverter devreleri incelenerek, bataryalı araç uygulamaları için 4 fazlı bifilar devre tercih edilmiştir. (Davis et al.1981)

French (1984), ARM'nin moment-hız karakteristiğini DC seri motora benzer olarak elde etmiştir.

Bass et al.(1985), ARM için tek yönlü C-Dump konverter geliştirerek, farklı yapıları tetkik etmiş ve C-Dump devresi kullanılarak elde edilen dizayn ve deney sonuçlarını vermiştir.

Miller (1985), ARM'nin non-lineer analizini yaparak, bu analiz ile güç konverterinin kVA gereksinimini ve moment-hız karakteristiğini belirlemeye çalışmış ve çalışmasında doyma etkisini de dikkate almıştır.

ARM'de rotor pozisyonunu, kıyıcı veya seri direnç sürücüleri ile sargı akımlarını gözleyerek saptamak için yeni metotlar önerilerek, bunun maliyeti düşük elektronik devreler ile gerçekleştirilebileceği belirtilmektedir. (Acarney et al. 1985)

Bose et al.(1986), tarafından ARM'nin mikrokompüter tabanlı dört bölgeli çalışması tanımlanarak; hız geribeslemeli, moment geri beslemeli ve hız+moment geri beslemeli kontrolü gerçekleştirildi.

Rotor konum ölçümünün kuralının, ileri ve geri beslemeli kontrolün tartışıldığı çalışmada, güç konverter devrelerinin değişik alternatifleri sunulmuştur. (Ray et al.1986a)

Ray et al. (1986b), ARM'nin daha yüksek verimli olabilmesi için alternatif tasarımları tartışarak, konverter için de VA gereksinimlerini gözden geçirmişler. Ortak endüktansları ihmal ederek 8/6 ARM için temel ilişkileri vererek 7.5 kW'lık bir sisteme PWM uygulamışlardır.

Sensörsüz çalışan ARM'nin, kararlı moment kontrolü yapılmaya çalışılmış. Geçici veya aşırı yük altında, kullanılabilir momentte artış sağlamak için DC hat akımının değişikliğe cevap olarak arttırılacağını göstermiştir. (Bass et al. 1986)

ARM sürücüsü için tek yönlü konverter geliştirilmiştir. ARM'de kullanılan konverterler incelenerek, C-Dump konverterin birkaç türü tetkik edilmiştir. (Ehsani et al.1987).

Spong et al. (1987), ARM'de ani moment kontrolünü denemek suretiyle ani akım veya akıyı kontrol ederek, sabit ani bir moment üretilebileceğini göstermişlerdir.

Bass et al. (1987), ARM'nin sensörsüz moment kontrolü için daha basit devre tasarlamaya çalışmışlardır. Bunun için; PWM ile sensörsüz kontrolün yapıldığı genel non-lineer devre ve basitleştirilmiş lineer devre verilerek, lineer yaklaşımın non-lineer yaklaşımdan daha basit olduğunu belirtmişlerdir.

Verimi ve kaliteyi artırmak , maliyeti düşürmek için ARM'nin bilgisayar destekli analizi yapılarak dizayn prosedürü verilmiş. Sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan dizayn sonuçları analitik çözüm ile karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. (Krishnan et al. 1988)

Bir faz'a ait sargının 2'ye ayrılmasıyla elde edilen ayrık bobinli ARM incelenmiş. Bobinin yarısına DC uygulanırken yarısı da konvertere bağlanarak, makinanın güç-hız eğrisi; sabit ve farklı anahtarlama açıları ve yine sabit ve farklı DC akımlar için çıkarılmış. Elde edilen sonuçlar, yeni makinanın normal ARM'den daha iyi olduğunu göstermiştir. (Pulle 1988)

1 kW gücünde, 1500 d/dk.'lık bir ARM'nin dizayn amacı ile veriminin hesaplanması, küçük hesaplama zamanında iyi bir doğrulukla gerçekleştirilmiştir. (Tohumcu and Ertan 1988, Ertan and Tohumcu 1988)

Chappel (1988), Yüksek hızlarda ARM'nin sargılarının maruz kaldığı tek darbeli akımları incelemiş ve akımın, rotor pozisyonunun bir fonksiyonu olarak tanımlandığını belirtmiştir.

Konverter devresinde faz başına bir anahtar kullanılan ARM'nin kararlı hal analizi yapılarak, akıma bağlı e.m.k. ve moment değişimleri endüktans eğrisinin lineer bölgesinde elde edilerek incelenmiştir. (Krishnan and Materu 1989)

Abd El-Kader and Osheba (1989), ARM'nin geçici performansının, etkin parametreler yoluyla nasıl iyileştirilebileceğini incelemişler. Frekans beslemeli hem nominal hem de değişken gerilimde çalışarak, etkin parametrelerin uygun seçildiği taktirde geçici performansın iyileştirilebileceğini belirtmişlerdir.

Bütün çalışma rejimlerinde motorun ilgili dinamiklerinin tamamını içeren akı bağıntılarının ölçümlerinden nonlineer dinamik bir model geliştirmek için, basit bir teknik önerilerek dinamik model ve durum uzayı modeli çıkarılmıştır. (Manzer et al., 1989)

Stephenson and El-Khazendar (1989), çift çıkık kutuplu relüktans motorunda enerji akışını ve doymanın moment üzerine etkisini incelemişlerdir. Doymayan ideal demir ve doyan gerçek demir kullanarak bir dizi ARM'nin performansını karşılaştırmışlardır.

6/4 ARM kullanılarak, lineer bölgede ve ortak endüktanslar ihmal edilmiş durumda makinanın kararlı hal analizi yapılarak motor-konverter devresi birlikte incelenmiştir. Optimum dizayn için akım, gerilim, moment ve zıt emk dalga formları elde edilmiştir. Endüktans profilinin düşen kenarında akan ve negatif momente neden olan akım iletim açısı azaltılarak önlenmiştir. (Materu and Krishnan, 1989)

Pollock and Williams (1990), ARM için minimum anahtarlı konverter tasarlayarak, birden fazla faz sargısına bağlı anahtarları kontrol etmek için yeni bir anahtarlama algoritması tanımlamışlardır.

6/4 PC kontrollü ARM üzerine deney yapılarak, konverter devresinin elemanlarının seçimi tartışılmıştır. (Krishnan and Materu 1990)

Xu et al. (1990), sadece statorunda çıkık kutup bulunan relüktans motoru incelemişlerdir. 2 fazlı senkron relüktans motoru analiz etmeleri sonucu, bu makinanın eşdeğer ARM'ye göre bakır kayıplarının %75 azaldığını göstermişlerdir.

Gerilim beslemeli ARM sürücüsünde dizayn için optimum magnetik devre ve sürücü parametreleri incelenerek, kararlı halde ortalama momentle orantılı bir parametre tanımlanmış. Bunun için de akı yoğunluğu incelenmiştir. (Ertan et al. 1990)

Makinanın akı-akım eğrisinden magnetik motor karakteristiğinin hesabının yapılarak, makinanın magnetik karakteristiğinin saptanması için yeni bir metot önerilmiştir. (Ferraro and Raciti 1990)

Konverter topolojilerinin incelendiği çalışmada, önerilen akım kontrollü konverter ile anahtarlama verimi artırılmıştır. Prototip dizaynı sunularak deney sonuçları verilmiştir. (Le-Huy et al. 1990)

Lumsdaine and Lang (1990), ARM'nin durumunu gözlemeyi hedefleyen çalışmalarında, daha basit gözlemler için orjin civarında hata dinamiklerinin eksponansiyel kararlılığını ispat etmişlerdir.

Performansı iyileştirmek için ortak endüktansların etkisinin önemli olduğu belirtilerek, ARM'de ortak endüktansların deneysel olarak hesaplanması için yeni bir metot önerilmiştir. Rotor pozisyonu için özellikle uyarılmamış fazlarda düşen ortak gerilimlerin önemine dikkat çekilmiştir. (Davis and Al-Bahadly 1990)

Torrey and Lang (1990), 60 kW-6/4 ARM ve GTO tabanlı konverterin nonlineer modellemesini gerçekleştirerek, parametreler arası ilişkileri vermek suretiyle oldukça kapsamlı bir çalışma gerçekleştirmişlerdir. Hata analizi yapmış ve motor kayıplarını bulmuşlardır.

Harris and Lang (1990), konverter sürücülü ARM'nin basit hareket kestirimi üzerine çalışarak 6/4 ARM'de durum gözlemeksizin, mikrokomputer ile deneysel olarak %1 hata ile hareket kestirimi yapmışlardır.

Le-Huy et al. (1991), akım kontrollü tek yönlü konverter inceleyerek konverter veriminin bir kaç yöntemle optimize edilmesini anlatmışlardır. Minimum dalgalanma için düşük hızlarda akım kontrollü konverterin, yüksek hızlarda gerilim kontrollü konverterin kullanılmasının uygun olduğunu belirtmişlerdir.

Moallem and Ong (1991), akım ve açı kontrollü çalışma modlarında geniş bir moment-hız değişim aralığında ARM'nin kararlı hal karakteristiklerini tahmin etmek için hesaplama teknikleri ve modelleme önermişlerdir. 4kW'lık 8/6 ARM için akım ve açı kontrollü çalışma modlarını deneysel olarak inceleyerek iyi sonuçlar elde etmişlerdir.

ARM sürücüsü için yeni bir bilgi tabanında, kübik eğri uydurma yöntemi kullanılarak makinanın magnetik eğrileri gösterilmiştir. Kübik eğri uydurma yönteminin oldukça non-linear karakteristiklerde uygun olduğu, akı/akım, moment/açı, akım/akı

fonsiyonlarının üretilmesinde bilgisayar uygulamalarına uygunluğu vurgulanarak deneysel ve simülasyon sonuçlarının birbirini doğruladığı belirtilmiştir. (Pulle 1991)

Maghbelli et al. (1991), 10 Hp Oulton ARM'nin ölçülen ve hesaplanan performansını karşılaştırarak, aynı şekilde asenkron makinaya ait bilgilerle kıyaslandığında, ARM'nin asenkron makinalardan daha yüksek verimli, daha düşük sıcaklık oranı olduğunu belirtmişlerdir.

Dizayn parametrelerinin detaylı olarak anlatıldığı çalışmada, 5kW - 9000V ARM dizayn edilmiştir. (Miles 1991).

Stephens (1991), ARM'de arıza araştırması yaparak böyle bir durumda arızalı faz'a rağmen makinanın çalışacağını dolayısıyla havacılık, ulaşım vs. uygulamalar için uygun bir makina olduğunu belirtmiştir. Deneysel olarak; kutup bobini kısa devre, toprağa kısa devre, faz arası kısa devre gibi uygulamalar gerçekleştirmiştir.

ARM için endüktans ölçümünde basit bir teknik önerilen çalışmada; endüktansı ölçülecek sargıya, bilinen kusursuz zaman için bilinen kusursuz gerilim uygulanarak, gerilim darbesinin sonunda oluşan akımın tepe değerinin kusursuzca ölçülebileceği belirtilmiştir. (Al-Bahadly et al. 1991)

Faz akımının ve rotor pozisyonunun bir fonksiyonu olarak değişen artımsal faz endüktansı prensibine dayanarak geliştirilen metot ile, faz akımlarının dalga formu gözlenerek rotor pozisyonu sensörsüz olarak tesbit edilmeye çalışılmıştır. Ters e.m.k.'nın, faz akımının yükselme ve düşme zamanlarına etkileri bilgisayar simülasyonu ile gösterilmiştir. (Panda and Amaratunga 1991)

Preston and Lyons (1991), ortak endüktanslar varken bir anda çok fazlı uyarmayı içeren eşdeğer devre modelini tanıtarak, model tahminlerini sonlu eleman sonuçlarıyla karşılaştırmışlardır.

Servo uygulamalar için ARM'nin yüksek hassasiyetli moment kontrolü DSP ile giderilmeye çalışılmıştır. Çalışmalar lineer bölgede ve ortak endüktanslar yokken gerçekleştirilmiştir. (Matsui et al.1991)

Gerilim beslemeli ARM sürücülerinin, akım beslemelilere göre moment kabiliyetinin daha büyük olduğu belirtilerek, 8/6 ARM için lineer bölgede demir ve bakır kayıpları ihmal edilerek kontrol karakteristikleri incelenmiştir. θ_{on} ve θ_{off} ile kontrol ilişkileri irdelenmiştir. (Buja and Valla 1991)

Konverter topolojilerinin karşılaştırmalı analizi yapılarak, konverter seçimi motor dizaynına bağlı olduğu için karşılaştırma işleminin anahtarın tepe gerilimi ve akım oranlarına ve DC hat bileşenlerinin büyüklüğüne göre yapılması gerektiği belirtilmiştir. (Vukusavić and Stefanović 1991)

Franceschini et al. (1991), SPICE ile kapalı çevrim hız kontrollu ARM'nin, ortak endüktansları ihmal iken simülasyonunu gerçekleştirerek, 4kW'lık makinada deneysel olarak elde ettikleri sonuçlara benzer sonuçlar elde etmişler. SPICE elektrik makinaları modellerini içermemesine rağmen, bu sistemler sabit parametreler ile temsil edilebildiğinden dolayı eşdeğer devre ile makineyi tanımlamışlardır.

Chiba and Fukao (1992), ARM'nin çalışma modlarını inceleyerek, çok hızlı ARM için hızlı moment cevabı alınabilmesi için yeni bir kontrol tekniği önermişlerdir. Bu teknik, sabit akım faz açısı ile genlik olarak sinüsoidal faz akımının kontrolü temeline dayanır. 24000 d/dk , 1.3 kW ARM'de yapılan deneysel çalışmalarda oldukça başarılı sonuçlar elde edilerek verim de artırılmıştır.

8/6 ARM kullanılarak lineer bölgede ortak endüktanslar ihmal iken, makinanın yapısını ve moment üzerine etkisini inceleyen bu çalışmada, değişik stator yapıları karşılaştırılarak sonuçları sunulmuştur. Ayrıca dizayn parametreleri de verilmiştir. (Davis 1992)

Dengeli komütatör diye adlandırılan metotla, referans akımın değişme oranının ve piklerinin azaltılması hedeflenerek, komütatörün performansını incelemek için üç motor modeli düşünülmüştür: analitik, nümerik ve deneysel. (Wallace and Taylor 1992)

Schramm et al. (1992), Akım beslemeli ARM'nin momentindeki dalgalanmayı optimal profilli faz akımı ile azaltmaya çalışmışlardır. Hem ortalama hem de ani akımın minimize edilmesi tabanına dayanan, 4kW-8/6 ARM'nin non-lineer bilgilerini modellemek için, kübik bir eğri uydurma yöntemi geliştirmişlerdir.

Pozisyon ve akım sensörü içermeyen bir sürücü devresi önerilen çalışmada, akım sensörü yerine MOSFET kullanılarak faz akımları kontrol edilmiştir. Pozisyon sensörü yerine ise, kontrolörün faz endüktanslarının ölçümleri kullanılmış. 4 bölgeli çalışmada 3000 d/dk'ya kadar denenerek başarılı sonuçlar alınmıştır. (MacMinn et al. 1992)

Lineer frekans modülasyonlu konverterin çıkışından elde edilen pozisyon sinyali ile pozisyon sensörünün, MOS kapılı güç anahtarları ile de akım sensörünün elimine edildiği mikrokontrolörlü bir devre önerilerek sensör problemi çözülmüştür. (Ehsani et al.1992)

Geleneksel C-Dump konverter devresinde, bir anahtar değişikliği yapılarak önerilen yeni konverter devresi ile performansı artırmak için düşük anahtarlama oranlı elemanların kullanılması sağlanmıştır. (Hava et al. 1992)

Rotor profilinin momente olan etkisi incelenerek, profillerin akı yoğunluğunun teğetsel ve radyal bileşenlerinin dağılımına ve şiddetine olan etkisi irdelenmiştir. (Moallem et al. 1992)

DSP kullanılarak moment dalgalanmasının önlenmesi için önerilen metot, moment ve pozisyonu kestirim esasına dayanmaktadır. Metotta akı-akım ve bir kübik eğri

uydurma aracılığıyla rotor pozisyonu karakteristik eğnilerinden ARM'nin ani momentinin kestirilebileceği belirtilmektedir. (Moreira 1992)

Konverter sürücülü çift çıkık kutuplu ARM'den yayılan akustik gürültünün deneysel çalışması yapılarak mümkün akustik gürültü kaynakları açıklanmıştır. Bunlardan baskın olanının, rotorun radyal magnetik çekiminden dolayı statorun radyal deformasyona uğraması olduğu belirtilerek, bu gürültü giderilmeye çalışılmıştır. (Cameron et al. 1992)

Seri RLC devre kullanılarak, enerjisiz fazın endüktansı ölçülerek konum tesbitini öneren dolayısıyla konum sensörüne ihtiyaç duymayan bir devre sunulmaktadır. Bu devre yüksek frekanslı sinüsoidal akım generatörü ile beslenmekte ve basit, ucuz ve kararlı olduğu söylenmektedir. (Laurent et al. 1993)

ARM sürücüsünün rotor pozisyonunun sensörsüz tesbiti için, aktif fazda akım kesme düşme zamanını kullanan dalga formu inceleme tabanlı bir dijital kontrolör planlanarak çalışma modları verilmiştir. (Panda and Amaratunga 1993a)

6/4 ARM'nin lineer bölgesinde ve ortak endüktanslar ihmal edilerek, optimum moment çıkışı için kesim süresi kontrol edilmeye çalışılmıştır. Moment dalgalanmasında ve akustik gürültüde azalma sağlanan kapsamlı bir çalışma sunulmuştur. (Orthmann and Schöner 1993)

Mecrow (1993), elektronik devrenin verimini artırmak için tam adımlı sargı kullanmış ve tek ve çift yönlü uyarımlar kullanarak bir çok farklı numune incelemiş ve değişik tasarımlarla üretim ortalama çıkış momentlerini karşılaştırmıştır.

Değişik uyarıma şartları altında ARM'nin, özellikle moment dalga formunun dinamik davranışının hesabı için bir model tanımlanmıştır. Moment çökmesinin saptanması için deneysel bir metot önerilmiş ve doymanın ihmal edildiği, sabit ve değişken hızda deney sonuçları ile simülasyon sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. (Corda et al. 1993)

Krishnan and Materu (1993), ARM için düşük maliyetli konverter analizi ve dizaynı gerçekleştirerek, 6/4 prototip ARM'ye uygulamışlardır. Giriş filtre parametreleri ile birlikte sürücünün kararlı hal analizini vermişlerdir.

ARM için, robotik uygulamalarında istenen yörüngeye ulaşması için yüksek performanslı dinamik moment kontrolörü hedeflenerek, incelenen kaskad kontrolörde iki optimizasyon kriteri belirlenmiş: bakır kayıpları ve motor besleme geriliminin maksimum değerinin minimum yapılması sonucuna varılmıştır. (Filicori et al. 1993)

4kW-8/6 ARM kullanılarak, ters e.m.k. varken simülasyonla dalga formu bulma tekniği analiz edilerek, rotor konum tesbiti yapılmaya çalışılmıştır. Ters e.m.k.'nin akımın yükselme ve düşme zamanlarına önemli oranda etkidiği belirtilmiştir. (Panda and Amaratunga 1993b)

9000d/dk - 3kW - 6/4 prototip ARM kullanılarak gerilim ve akım kontrollü PWM metotları karşılaştırılmış ve yüksek hızlarda gerilim kontrol metodunun daha iyi olduğu bulunmuştur. Ancak düşük hızlarda akım kontrol metodunun daha yüksek moment sağladığı gösterilmiştir. (Takahashi et al. 1993)

Basit lojik kontrollü ve pozisyon geribeslemeli, dört bölgeli çalışmada ARM sürücüsünün komütasyonu gösterilerek 6/4 ARM'nin lineer bölgede deney sonuçları verilmiştir. (Becerra et al. 1993)

Arkadan and Kielgas (1993), 6/4 ARM'de ortak endüktanslar varken, kararlı hal modelini tanımlamışlardır. Elektromagnetik cihazlarda kullanılan çelik alaşımının magnetik özelliklerine sıkıştırmanın etkilerini inceleyerek, ARM için sıkıştırmanın performans karakteristiğinin yanısıra sargı endüktans profilini de etkilediğini göstermişlerdir. Simülasyon ve deneysel sonuçlar karşılaştırılarak verilmiştir.

Çift beslemeli ARM sürücü için sensörsüz pozisyon tesbiti yapılmaya çalışılarak, makinaya uygun ve kararlı bir kontrol devresi sunulmuştur. Önerilen kontrol

yönteminde PWM konverterin ihtiyaç duyduğu VA oranının sadece %50 olduğu ve motorun tam yük momentinde başlatılabileceği belirtilmiştir. (Liao and Sun 1994)

O'Donovan et al.(1994), 7.5 kW- 8/6 ARM'nin doyma bölgesinde oldukça nonlineer olan moment/akım/açı karakteristiklerini inceleyerek, momentteki dalgalanmayı yapay zeka ile gidermeye çalışmışlardır. Deneysel çalışmalarda DSP işlemci kullanarak elde ettikleri sonuçlar ile simülasyon sonuçlarında uyum gözlenmektedir.

Doyma bölgesinde ARM'nin kontrol karakteristikleri incelenerek, parametreler arası ilişkiler incelenmiştir. Akım ve gerilim beslemeli ARM sürücüsü için moment kapasitesi bulunarak, gerilim beslemeli makinada moment-akım ilişkisinin daha iyi olduğu belirtilmiştir. (Buja and Valla 1994)

ARM'nin enerjilendirilmiş fazının ya komşu ya da zıddındaki pasif fazda endüklenen gerilim ölçülerek, sensörsüz rotor pozisyonu tesbit edilmeye çalışılarak komütasyon anları mikrokontrolörle tesbit edilmeye çalışılmıştır. (Husain and Ehsani, 1994a)

6/4 ARM iki değişik uzman robotta kullanılarak deneyler gerçekleştirilmiştir. ARM'nin moment dalgalanmasını düzeltmek için önerilen metot, ölçülen pozisyona göre moment ve akım ilişkileri tabanlıdır. (Goldenberg et al. 1994)

Le-Chenadec et al. (1994), 6/4 ARM'nin moment dalgalanmasını, akım dalga yapısını optimize ederek gidermeye çalışmışlardır. Elektromagnetik karakteristiği sonlu elemanlar metodu ile bir çok stator ve rotor kutup yayı için ölçmüş ve kutup yayını da optimize etmişlerdir.

ARM'nin sensörsüz kontrolünde iki farklı sensörsüz durum için hata analizi yapılarak, hata analizinin pozisyon hatasını kestiği başarıyla sunulmuştur. (Husain and Ehsani 1994b)

6/4 ARM'de faz ve frekans modülasyonu tabanlı iki yeni metot ile rotor konum tesbitine çalışılmıştır. İletimde olmayan fazın, ani faz endüktansı bir modülatör ile okunarak yapılan çalışma geniş olarak sunulmuştur. (Ehsani et al. 1994)

C-Dump konverterli 8/6 ARM'nin lineer bölgesinde, ortak endüktanslar ihmal edilerek moment dalgalanması giderilmeye çalışılmıştır. Akımın karesi kontrol edilerek ve bu işlem de iki adet akım sensörü ile yapılarak başarılı ve ekonomik bir metot önerilmiştir. (Bilgiç et al.1995)

ARM'de maliyeti düşürmek için, basit bir kontrol devresi ile sabit hızda düzenli moment kabiliyetine sahip bir şekil önerilmiştir. (Oh et al. 1995)

Çıkış magnetik karakteristiklerini özetleyen analitik bir terim için ARM'nin temel dizaynıyla bağlantılı modeller incelenmiştir. Makinanın magnetik nonlineerliği için basit modeller gösterilmiştir. (Torrey et al.1995)

ARM'nin lineer çakışmayan pozisyonu için yeni bir ölçekleme metodu önerilerek, 6/4 makinada çakışan ve çakışmayan formlar için yapılan analizler sonucu, çakışmayan formun daha iyi olduğu belirtilmiştir. (Rabinovici 1995)

C-Dump konverterli 8/6 ARM'nin ortak endüktansları ihmal edilerek doyma bölgesinde gerçekleştirilen ve moment dalgalanmasını azaltmayı hedefleyen çalışmada, akımların karelerinin kontrolü önerilmektedir. Bu amaçla teklif edilen deney devresinde, faz akımlarını ölçmek için 4 yerine 2 adet akım sensörü kullanılarak oldukça ekonomik bir çözüm seçilmiştir. (Ozbulur et al. 1995)

1.2. Tezin Hedefi

Temel hedef, maliyet ve uygulama alanları açısından bir çok önemli avantajlarına rağmen, sahip olduğu problemlerinden dolayı endüstride kullanım alanı bulamayan ARM'nin bu problemlerini kontrol sistemleri ile gidererek makinaya endüstriyel işlerlik kazandırabilmektir. Rotor konum pozisyonu probleminin sensör bilgileri ile giderilmeye çalışıldığı bu tezde, akım geçiş anlarında moment karakteristiğinde oluşan çökmelerin yani akustik gürültünün giderilebilmesi için ; ilk olarak 8/6 ARM'nin ortak endüktanslar varken, lineer matematiksel modeli oluşturularak simülasyon çalışması ile moment çökmelerinin minimize edilmesi hedeflenmektedir. İkinci olarak ise,

oluşturulan matematiksel modele hız kontrolü uygulanarak problem aşılmaya çalışılacaktır. Bunun için sisteme Fuzzy ve Kayan Kipli Kontrol (Sliding Mode kontrol) teknikleri uygulanacaktır. Son olarak, deneylerden elde edilen sonuçlar ile simülasyon çalışmaları karşılaştırılarak teorik çalışmaların gerçekleştirilebilirliği tartışılmaktadır.

1.3. Tezin Yapısı

Yedi bölümden oluşan bu tezin, 1. bölümünde; ARM hakkında genel bilgi verilerek, yapılan literatür taraması sunulmuş ve tezin hedefi belirtilmiştir. Bölüm 2’de ise ARM’ nin yapısı, çalışması, endüktans ve moment üretimi ile ARM’de kullanılan konverter topolojileri üzerine geniş bir değerlendirme yapılmıştır. ARM’nin matematiksel modelinin çıkarıldığı Bölüm 3’de, endüktans ve ortak endüktans değerleri deneysel olarak elde edilerek endüktans matrisi oluşturulmuştur. Ayrıca ARM’nin en genel halde moment ifadesi bulunarak, C-Dump konverterli 8/6 ARM modellenmiştir. Bölüm 4’de ise, oluşturulan matematiksel modele ilişkin simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Makinaya akım ve akımların karelerinin toplamı şeklinde iki kontrol metodu uygulanarak, Simnon 3.0 paket programı ve C ++ yazılım dili ile elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Yeni kontrol tekniklerinin makinaya uygulanarak hız kontrolünün yapıldığı Bölüm 5’de ise, Fuzzy ve Kayan Kipli kontrol (KKK)’ya ait sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Bölüm 6’da ise TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi (MAM) CAD/CAM Robotik bölümünde, 8/6 ARM için gerçekleştirilen deneysel çalışmalar verilmiştir. Sonuçlar ve öneriler ise Bölüm 7’de sunulmuştur.

BÖLÜM 2

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORU

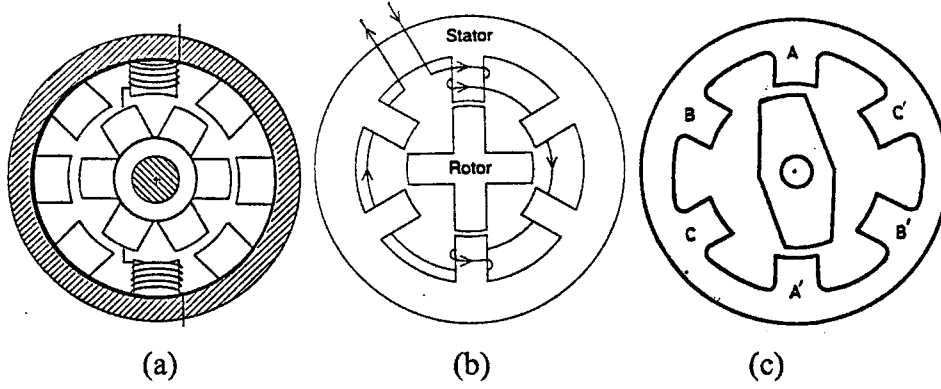
2.1. Giriş

Anahtarlamaalı relüktans motoru üzerine yapılan incelemelerde, makinanın veriminin yanısıra ekonomik olması da dikkate alınmaktadır. Bu iki faktörde birlikte başarı elde edilebilmesi, makinanın yapısına ve konverter devresine bağılıdır.

2.2. Anahtarlamaalı Relüktans Motorunun Yapısı

Anahtarlamaalı Relüktans Motoru (ARM), hem statorunda hem de rotorunda çıkık kutbu bulunan çift çıkık kutuplu bir çeşit senkron makinadır. Stator ve rotor nüveleri, demir kayıplarını önlemek için, bir tarafi yalıtılmış lamine saçların preslenmesi ile elde edilir. Rotoru, üzerinde sargı veya fırça bulunmayan bir demir veya saç paketi şeklinde olan ARM' nin, statorunda basit yapıli sargıları vardır. Magnetik alan kuvvetinden, daha fazla faydalanmak için ince telli sarımlardan oluşan sargılar stator kutupları etrafında yoğunlaştırılmıştır. Bu sargılar; aynı eksende, karşılıklı kutuplarda, aynı yönde sarılı ve seri bağıli sargılardır. Böylece, statorun her bir zıt çıkık kutup çifti bir faz'ı oluşturur. Makinanın dönebilmesi için, stator ve rotor kutup sayılarının farklı olması gerekir. Genellikle stator kutup sayısı, rotor kutup sayısından büyük yapilir. ARM'de bu oran 8/6, 6/4, 6/2 şeklinde olabilir. Stator kutupları rotor kutuplarından daha dar yapılan ARM' de; yüksek hız isteniyorsa rotor kutup sayısının stator kutup sayısından çok küçük, yüksek moment isteniyorsa rotor kutup sayısının stator kutup sayısından küçük olması gerekir. Şekil 2.1. de değışik stator/rotor kutup oranları için ARM şekilleri verilmiştir.

ARM dizaynında tasarım parametreleri olarak; rotor ve stator kutup sayıları, faz sayısı, her stator kutbunun dış sayısı dikkate alınmalıdır. (Erfan-1992)



Şekil 2.1. Değişik stator/rotor kutup oranları için ARM şekilleri

- a) 8/6 ARM
- b) 6/4 ARM
- c) 6/2 ARM

2.3. Anahtarlamalı Relüktans Motorunun Avantajları ve Dezavantajları

ARM'nin avantajları şu şekilde sıralanabilir:

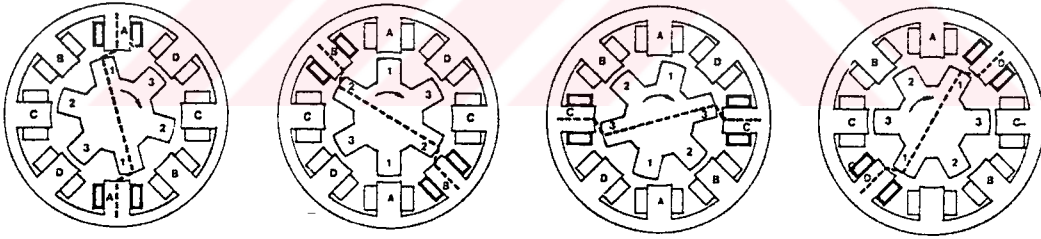
1. Üretimi basit ve ucuzdur. Çünkü rotorda sargı veya magnet yoktur. Stator sargısı ise oldukça basittir.
2. Fazlar arasında herhangi bir bağlantı olmadığından dolayı fazlar birbirinden bağımsız olarak çalışır. Bu yüzden herhangi bir faz arıza yapsa bile, motor çalışmaya devam eder.
3. Basit konverter yapısına sahiptir. Üretilen moment faz akımlarının yönünden bağımsız olduğu için, anahtarlama elemanlarının sayısı yarı yarıya azalır.
4. Çok yüksek hızlarda çalışabilir. Çünkü rotoru sargısız ve fırçasızdır.
5. Yüksek güç ve moment çıkışı elde edilebilir.
6. Verimi çok yüksektir.
7. Soğutması kolaydır. Çünkü sadece statorunda sargı vardır.
8. Motor sargılarında seri tek yönlü yarı iletken elemanlar olduğundan dolayı ani kısa devre tehlikesi yoktur. Yine, arıza durumunda motor uçlarındaki kaynak ayrıldığında ise zıt e.m.k. gerilimi oluşmaz.

ARM'nin dezavantajları ise şu şekilde sıralanabilir:

1. Uyarma işlemi esnasında, bir fazdan diğer faz'a geçerken, akım geçiş anlarının iyi tesbit edilememesi durumunda, momentteki çökmeden dolayı yüksek gürültü oluşur.
2. Hangi fazın, ne zaman uyarılacağına bilinmesi için, motor miline sensör bağlanması gerekir.
3. Stator endüktansı büyüktür ve anahtarlama anında sargı endüktansının uçlarında büyük gerilim oluşur.

2.4. ARM'nin Çalışması

ARM stator-rotor arasındaki hava aralığının geometrik yapısından dolayı relüktans prensibine göre çalışır. ARM, stator sargılarına anahtarlama suretiyle DC uygulanarak çalıştırılır. Uygun rotor pozisyonunda uygun stator kutbu uyarılarak rotor kutbunu çekmesi sağlanır.



Şekil 2.2. 8/6 ARM'nin basitleştirilmiş şeması

Şekil 2.2.'ye dikkatle bakıldığında rotorun dönebilmesi için uyarılması gereken faz A no'lu fazdır. Bu faz uyarıldığında kendine en yakın rotor kutbunu (bir elektromıknatısın bir demir parçasını çekmesi gibi) dönüş yönünde kendine doğru çekerek rotor ve stator kutuplarının çakışması sağlanır. Bu, relüktansın minimum, endüktansın maksimum olduğu konumdur. Bu arada rotorun dönüş yönünün aksine bir sıra izlenerek sırasıyla D,C,B,A no'lu fazlar anahtarlama suretiyle enerjilendirilerek rotorda sürekli bir dönme sağlanır. Böylece stator kutbu rotor kutbunda bir moment

üretecektir. Üretilen bu moment akımın yönünden bağımsızdır. Stator ve rotor kutuplarının sayısı birbirinden farklı olduğu için her an çekilebilecek bir rotor kutbu vardır. Stator ve rotor kutupları arasındaki adım açısı α (derece);

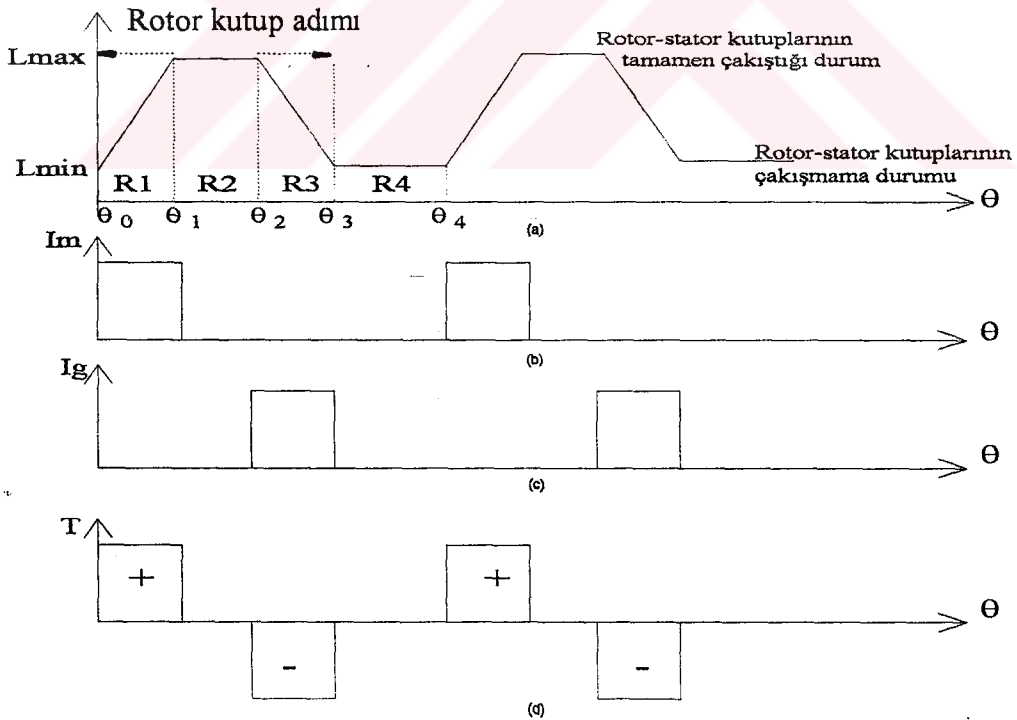
$$\alpha = \frac{2 * \pi * (s_k - r_k)}{s_k * r_k} \quad (2.1)$$

dir. 8/6 ARM için, stator kutup sayısı $s_k=8$ ve rotor kutup sayısı $r_k=6$ olduğundan dolayı $\alpha=15^\circ$ dir. Uyarılacak faz'a darbenin ne zaman gönderileceği önem arz etmektedir.

2.5. Endüktans Değişimi ve Moment Üretimi

2.5.1. Endüktans değişimi

ARM'nin ideal endüktans profili ve çalışma modları Şekil 2.3. ile gösterilebilir.



Şekil 2.3. a- Bir faz'a ait idealleştirilmiş endüktans değişimi
 b- Motor çalışma için faz akımı
 c- Generatör çalışma için faz akımı
 d- Rotor pozisyonuna göre moment değişimi

Şekil 2.3.a. dikkatle incelendiğinde, konum açısı θ' 'ya göre dört önemli bölge dikkati çekmektedir:

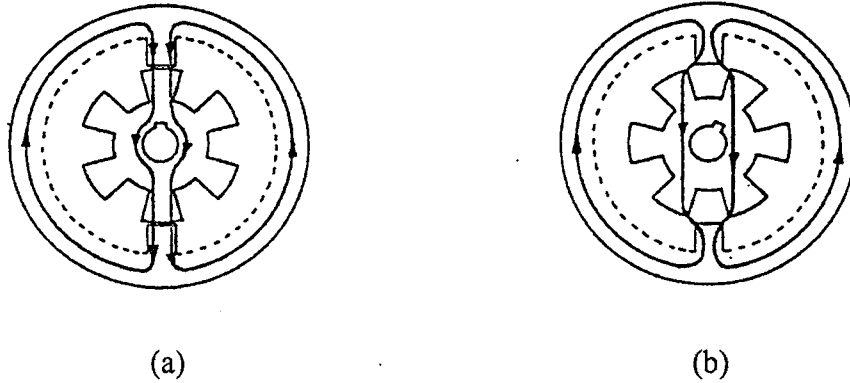
R1: θ_0 'da rotor kutuplarının stator kutuplarına yanaşmaya başladığı ve dönmeye bağlı olarak endüktansın (L) lineer olarak artarak, θ_1 'de stator ve rotor kutuplarının tamamen çakıştığı an'a kadar devam ettiği ve maksimum değeri olan L_{\max} 'a ulaştığı bölgedir. Eğer makina motor olarak çalıştırılmak isteniyorsa, fazlar bu bölgede uyarılmalıdır.

R2: Rotor ve stator kutuplarının tamamen çakışık olduğu bölgedir ki θ_1 'den θ_2 'ye kadar $L=L_{\max}$ ve moment $T=0$ 'dır. Bu bölge genellikle "ölü bölge" olarak adlandırılır.

R3: θ_2 'den θ_3 'e kadar endüktans lineer olarak minimum değeri olan L_{\min} 'e iner. Eğer makina generatör olarak çalıştırılmak veya frenlenmek isteniyorsa, fazlar bu bölgede uyarılmalıdır.

R4: θ_3 'ten θ_4 'e kadar rotor ve stator kutupları çakışmamakta ve $L=L_{\min}$ değerinde sabit kalmaktadır.

Makinanın, maksimum ve minimum endüktans pozisyonları Şekil 2.4 de gösterilmiştir.



Şekil 2.4. a) Maksimum endüktans pozisyonu

b) Minimum endüktans pozisyonu

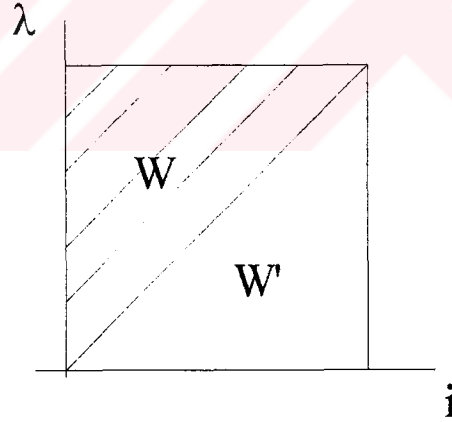
Eğer, stator ve rotor kutupları tümüyle çakışık ise, endüktans maksimum ve relüktans minimumdur (Şekil 2.4-a). Stator ve rotor kutupları hiç çakışık değilse, endüktans minimum ve relüktans maksimumdur (Şekil 2.4-b).

2.5.2. Moment üretimi

En genel durumda rotor konumunun (θ) ve stator sargı akımının (i) bir fonksiyonu olan moment;

$$T(\theta, i) = \left(\frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta} \right)_{i=\text{sabit}} \quad (2.2)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada W' magnetik sistemde depo edilen Ko-enerji olup, lineer bir sistem için Şekil 2.5. deki gibi gösterilebilir. Lineer bir sistem için, enerji (W) = ko-enerji (W') dir.



Şekil 2.5. Magnetik sistemde depo edilen Ko-enerji

Ko-enerji şu şekilde ifade edilebilir:

$$W^1 = \int_0^i \lambda(\theta, i) \cdot di \quad (2.3)$$

Ko-enerjideki değişim, rotor konumuna ve akımın ani değerine bağlıdır.

Magnetik alan akısı λ , stator sargı akımı (i) ve rotor konumuna (θ) bağlıdır. Eğer magnetik non-lineerlik ihmal edilirse;

$$\lambda = L * i \quad (2.4)$$

şeklinde yazılabilir. Bu durumda ;

$$T = \frac{1}{2} * i^2 * \frac{dL}{d\theta} \quad (2.5)$$

olur.

Denklem (2.5)'den görüldüğü gibi moment ifadesi akımın yönünden bağımsız fakat endüktansın eğimine bağımlıdır. Bu yüzden konverter devresi daha az sayıda güç anahtarı gerektirir. Yani çift yönlü akım gerekmediği için ünipolar relüktans motor sürücü mümkündür (Buja and Valla 1991, Matsui et al. 1991, An and Joe 1993). Bu durum aynı zamanda güvenilirliği artırır (Orthmam and Schöner 1993).

2.6. ARM'de Kullanılan Konverterler

ARM'de kullanılan konverterler, moment tek yönlü akım ile üretildiğinden dolayı, A.C. motorların beslendiği konverterlerle karşılaştırıldığında daha basit yapıya sahip olması beklenmektedir. Konverter topolojisindeki gelişmeler makina dizaynı ile paralel olarak ilerlemektedir. Şimdiye kadar birçok konverter topolojisi geliştirilmiştir. Fakat asenkron makina sürücülerinde kullanılan geleneksel konverterlerden farklı olarak ARM sürücülerini henüz standartlaştıramamıştır. İdealde bir ARM konverteri; güvenilir, kararlı, faz başına anahtar sayısı az, yüksek verimli, gürültü ve moment titreşimi düşük, VA oranı düşük, aynı zamanda akımı doğru ve çok hızlı kontrol edilebilme özelliklerine sahip olmalıdır. Bütün bu özellikler sağlanabilirse ARM

konverterleri, geleneksel asenkron makina konverterleri ve diğerkullanişlı değişken hızlı sürücülerle karşılaştırılabilirler.

ARM'nin beslendiği konverterlerin dizaynındaki problemler;

- a) Sargıların yüksek endüktans değerlerinden
- b) Endüktans değerlerinin yüksek değişimlerinden (ki moment üretimi için bu değişim gereklidir) kaynaklanmaktadır.

ARM için kullanılan tipik konverterlerde çoğu zaman bir gerilim kaynağı kullanılır ve konverterde akım kontrolü yapılır. Genellikle aynı anda sadece bir faz iletimde olduğu için anahtarlar bağımsız olarak çalışır.

Konverter beslemeli bir ARM'de komütasyon, bir akım komütasyonudur. Yani, bir fazdaki akım sıfıra düşürülürken diğerkomütasyon fazdaki akım sıfırdan büyük olmalıdır. Komütasyondan dolayı oluşan moment bozulmasını minimum yapmak için, kesime giden fazdaki akım mümkün olduğunca hızlı sıfıra düşürülmeli, yine iletime giren fazdaki akım en kısa zamanda yükseltilmelidir. Çünkü, endüktans düşerken aktif faz'a akım sağlanmalıdır. Komütasyon, endüktans maksimum değerine yaklaştığı zaman meydana gelmelidir. Bu yüzden kesim süresince komütasyon devresi çok büyük bir endüktansta depolanan enerjiyi geri alır. Diğerkomütasyon iletim süresince konverter, nispeten küçük endüktanslarda akımı arttırmaya çalışır.

ARM sürücüsünün fiatı ve verimi, sürücüde kullanılan konverter topolojisine oldukça bağlıdır. Bu sürücülere yeni uygulama alanları açmak için gerekli olan yüksek verim ve düşük maliyet, ya makina dizaynındaki ilerlemeler ile ya da konverter yapısındaki yenilikler ile başarılabilir.

Optimum verimli ARM sürücüsü elde edebilmek için;

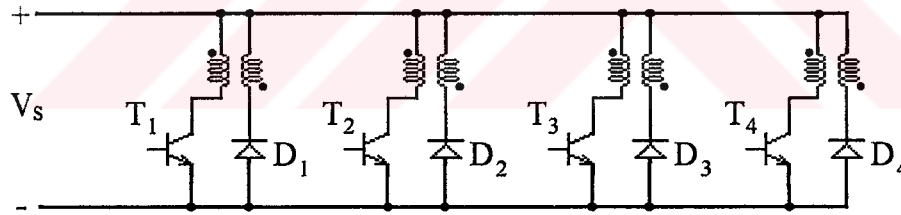
- a) Bir fazdan diğerkomütasyon faz'a geçiş mümkün olduğunca hızlı olmalıdır.
- b) Aktif fazdaki motor akımı ayarlanmalıdır.

Literatürde ARM konverterler ile ilgili çok sayıda topolojiye rastlamak mümkündür. (Vukosavić and Stefonović 1991, Hava et al.1992, Le-Huy et al.1990, Ehsani et al.1987 vs.) Bunlardan bazıları şu şekilde sıralanabilir:

2.6.1. Bifilar sargı kullanılan konverter

Kesim süresini azaltabilmek için, faz endüktansının mıknatıslığını giderecek yardımcı bir ilave sargı kullanılır. Bu yapının dezavantajı, 'bifilar' olarak adlandırılan böyle bir sargı gerektirmesidir.

Bu devre, her fazında sadece bir anahtar bulunan ve tek yönlü çalışmayı başaran bir devredir. Step motor sürücülerinde yaygın olarak kullanılır. Primer ve sekonder arasındaki eksik magnetik bağlantıdan dolayı oluşan gerilim yükselmeleri, anahtar gerilim oranlarını $2V_s$ veya daha büyük değerlere çıkarır. Yardımcı sargılarla birlikte bakır kayıpları birçok uygulama için kabul edilemeyecek kadar büyüktür. Ayrıca motor ile konverter arasındaki bağlantı sayısı iki katıdır.

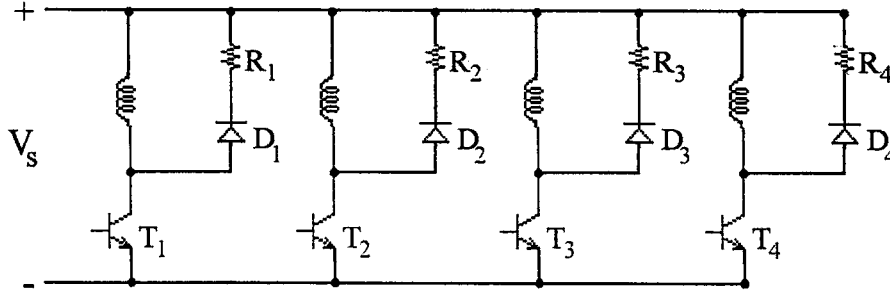


Şekil 2.6. Bifilar sargı kullanılan konverter

2.6.2. Sönümlenme dirençli konverter

Faz akımlarının komütasyonu, ortak bir serbest geçiş direncinde (sönümlenme direnci) sağlanır. Böylece bifilar sargının kullanılmasına ihtiyaç duyulmaz. Her faz için sadece bir anahtar kullanılır. İletim periyodu boyunca akımı hızlıca yükseltmek için yüksek bir gerilim kaynağı ve dirençler gereklidir. Kesim süresince endüktans akımı, serbest geçiş diyodu ve direnç üzerinde dolaşacaktır. Kesim süresi, endüktans maksimum olduğu zaman uzundur. Dirençteki güç kayıpları birçok durumda doğal olarak

büyüktür ve bu tasarım güçlü devrelerde kesinlikle pratik değildir. Maksimum verim için, stator ve rotor kutuplarının mümkün olduğunca çakıştığı en yakın pozisyonda komütasyon meydana gelmelidir ve akımı hemen sıfıra götürecek yüksek bir direnç gereklidir. Fakat bu durum anahtarlarda istenmeyen yüksek bir gerilim üretir.

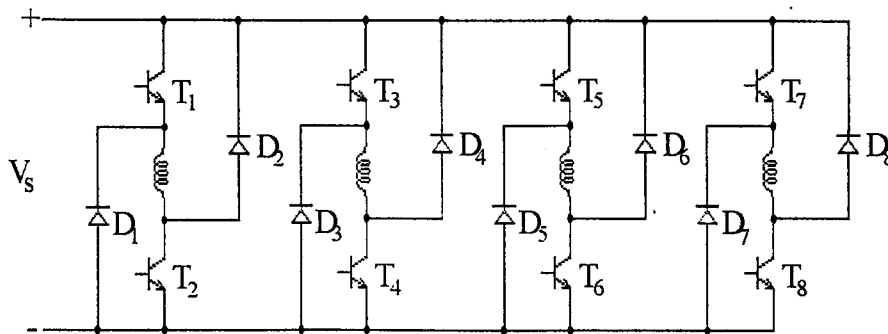


Şekil 2.7. Sönümlenme dirençli konverter

2.6.3. Her fazda iki anahtar bulunan klasik konverter (Asimetrik konverter)

Motor sargı akımları birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilen bir konverterdir. Her fazda akımı hem iletme hem de kesime sokmak için, sargı uçlarına her iki polaritede V_s kaynak gerilimini tamamen uygulama özelliğine sahiptir.

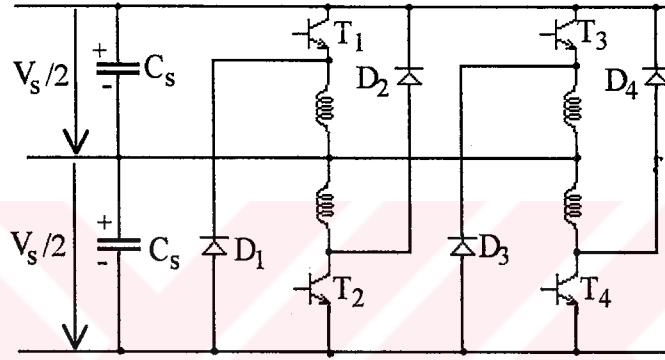
Bu konverter modeli 6-darbeleri geleneksel A.C. konvertere benzerdir. Farkı, motor sargılarının faz anahtarları ile seri olmasıdır. Üstteki ve alttaki anahtarlar birlikte iletme ve kesime giderler ve pratikte A.C. konverter sürücülerinin eşdeğeri oranındaki akım ve gerilime sahiptirler. Kullanılan ek anahtarlar ile kesim süresince depolanan enerji güç kaynağına geri gönderilir. Kesim süresi böylece düşürülebilir. Ancak, bu konverter faz başına anahtar oranının yüksek olmasından dolayı problemlidir. Bu yüzden her fazda iki anahtar kullanıldığı için pahalıdır.



Şekil 2.8. Asimetrik köprü konverter

2.6.4. Ayrık beslemeli konverter

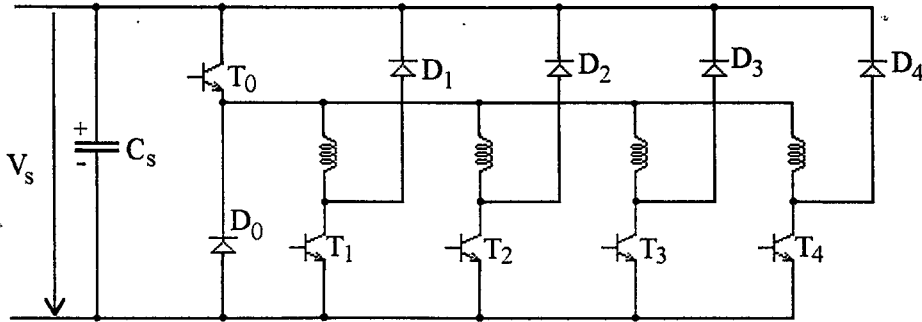
Bu topoloji de minimum anahtar gerektirir. Ancak, bu durumda faz sayısı çift olmalıdır. Konverter herhangi bir fazdaki hata veya dengesizliğe izin vermez. Herhangi bir fazdaki bir hata üst ve alt seviyelerin dengesini bozar ve kondansatör grubunda gerilim yükselmesine neden olur. Bu yüzden bu devre fazlar arası bağımsızlığa sahip değildir. Sadece $V_s/2$ kullanıldığından dolayı, DC kaynak gerilimi kullanımı zayıftır.



Şekil 2.9. Ayrık beslemeli konverter

2.6.5. Ortak anahtarlı konverter (Miller devresi)

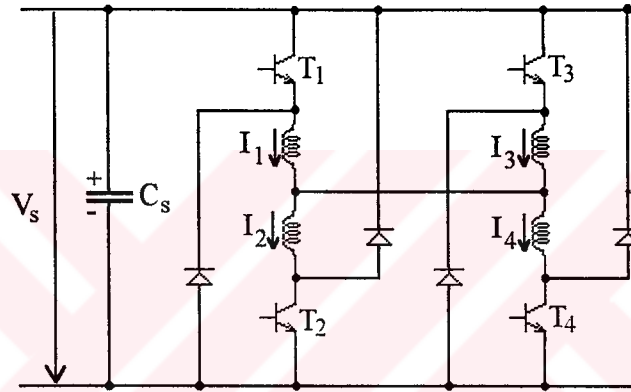
Minimum anahtar ihtiyacından sadece bir adet fazla anahtar gerektirir. Ancak, fazların üstüste gelmesine izin vermediğinden dolayı faz akımlarının birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmesini zorlaştırır. Bu yüzden özellikle tek darbe modu için kabiliyeti çok sınırlıdır.



Şekil 2.10. Ortak anahtarlı konverter

2.6.6. H-köprü konverter

Minimum anahtar gerektirir. Ancak 4 veya daha fazla fazlı makinalar için uygundur. DC kaynak geriliminin sadece yarısını kullanır. Bu topolojide, aynı anda iki faz daima iletimdedir. Oysa iki fazdan sadece birisi herhangi bir anda motor moment üretimine katkıda bulunur. Bu yüzden çıkış momentinin düşeceği açıktır. Anahtarların kesime gitmesi anında sargılarda biriken enerjinin kaynağa geri aktarılması açısından üstündür. Herhangi bir faz arızalandığı zaman ise kondansatörlerden birinde biriken enerji diğerinden çok farklı olur.

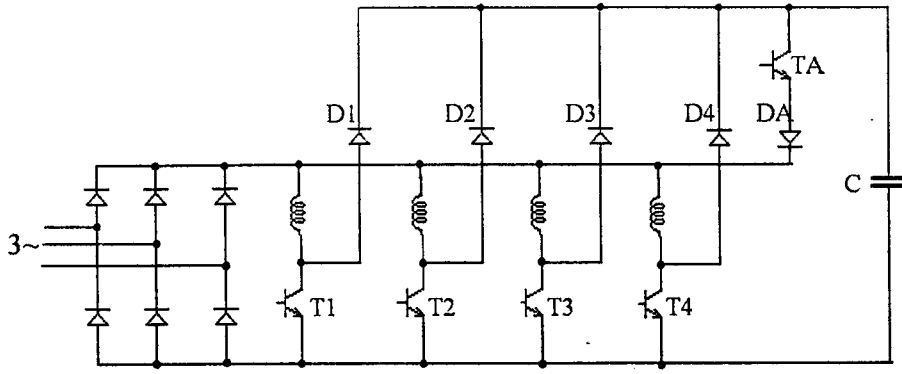


Şekil 2.11. H-Köprü konverter

2.6.7. Sood konverter

Faz başına anahtar ihtiyacından bir adet fazla anahtar gerektirir. İki yönlü bir topoloji kullanır. Bu devrede D.C. hat endüktansı ve kondansatörü kullanılmamıştır. Aynı zamanda kondansatördeki enerjinin, motor sargılarına direkt transferi önlenmiştir. Böylece minimum bileşenli bir topoloji elde edilmiştir.

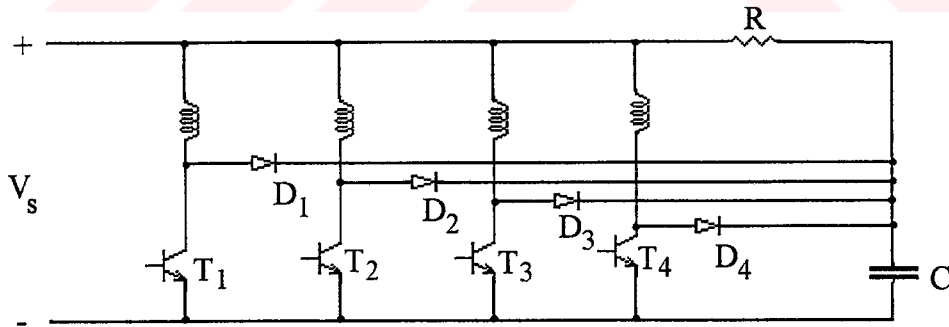
Konverter, motor kaynak geriliminin en az iki katı oranında değerlerde aktif cihazlar gerektirir. Dolayısıyla bu konverterler, küçük güçlü ve küçük gerilimli sürücülerde uygulama alanı bulabilir. Endüstriyel uygulamalar için uygun değildir.



Şekil 2.12. Sood Konverter

2.6.8. RC konverter

Sargı akımları birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilen bu devrede anahtar ihtiyacı en az sayıdadır. Anahtarlar, ortak noktaya sahip olduklarından dolayı kolayca sürülebilirler. Kaynak geriliminin iki katı oranında bir gerilime sahip olan anahtarların açılması esnasında kondansatöre boşaltılan enerji sayesinde sargı akımı hemen düşürülebilir. Böylece negatif döndürme momenti oluşması önlenir. Bu devrede kondansatöre pompalanan enerji R direncinde harcanır. Bu ise verimi düşürür. Fakat konverter ucuz ve basit yapıya sahiptir.



Şekil 2.13. RC konverter

2.6.9. C-Dump konverter

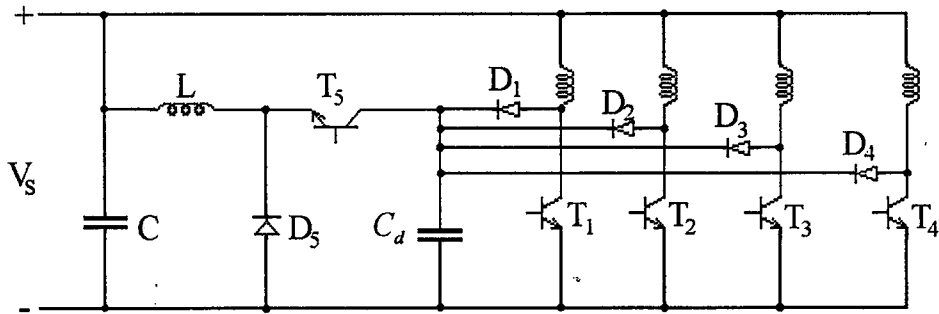
Faz başına anahtar ihtiyacından sadece bir adet fazla anahtar gerektiren bu konverter, Sood konvertere benzer olmasına rağmen, çalışma modları temelde farklıdır. Konverter devresinde, kesimdeki fazın enerjisini sönmölemek için bir kondansatör

kullanılır ve bu devre kondansatörü boşaltmak için buck prensipli bir kıyıcı olarak çalışır. Buck prensipli çalışma ise kayıplara neden olur. Kondansatör gerilimi, genellikle kesimdeki faz'a $-V_s$ uygulamak için $2*V_s$ 'de tutulur (iletim süresi $d=0.5$ için). Bu ise istenmeyen bir problemdir. Konverter, hem iletim hem de kesim süresi boyunca akımı kontrol edebilmektedir.

Sargı akımları bağımsız olarak kontrol edilebilen bu konverterde, kesimdeki fazlarda toplanan enerji C-Dump kondansatörüne aktarılır. Geri alınan enerji, kabul edilebilir bir değerde kondansatör gerilimi içeren yardımcı bir kıyıcı kullanılarak güç kaynağına tekrar gönderilir. Bu yaklaşım konverter verimini artırır ve kesim süresini azaltır. Ancak, kondansatör gerilimi yüksek bir değerde tutulmalıdır.

Bu konverterde, başlangıçta ve düşük hızlarda bir akım sınırlama düzeni gereklidir. Kıyım modu yaygın olarak kullanılır. Bu modda, akımı emniyetli bir değerde tutmak için aktif anahtarlar kullanılır.

Bu konverterler yüksek verimli çalışır. Dezavantajları; C-Dump anahtarının yüksek gerilim oranları, ek anahtar, sönümlenme kondansatörü, sönümlenme endüktansı ve reaktif elemanlarla birlikte kayıpların var olmasıdır.



Şekil 2.14. C-Dump konverter

BÖLÜM 3

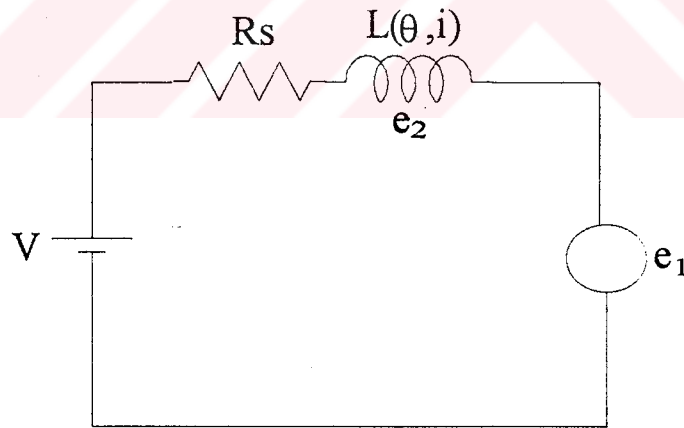
8/6 ARM'İNİN MATEMATİKSEL MODELİNİN ÇIKARILMASI

3.1. Giriş

ARM'nin matematiksel modellenmesi yapılırken, genellikle ortak endüktanslar ihmal edilmektedirler. Oysa ortak endüktansların da moment üzerinde belirli bir etkisi söz konusudur. Bu bölümde, 8/6 ARM' nin ortak endüktanslar varken lineer bölgede modellenmesi gerçekleştirilecektir.

3.2. ARM'nin Eşdeğer Devresi

ARM'nin 1 faz için eşdeğer devresi çizilerek, makinanın sargılarına ait gerilim ifadeleri bulunabilir.



Şekil 3.1. ARM'nin 1 fazlı eşdeğer devresi

Şekil 3.1.'den görüldüğü gibi;

$$V = R_s * i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (3.1)$$

olarak bulunur. Burada R_s sargı direnci olup, sargı uçlarına uygulanan doğru akım ve gerilim değerleri ölçülerek bulunabilir. Deneyde kullanılan ARM için $R_s=0.45\Omega$ olarak bulunmuştur.

Lineer bölge için (2.4)'den;

$$\lambda_n = L_n * i_n$$

olarak yazılırsa, kaynak gerilimi;

$$V = \underbrace{R_s * i}_{\text{I}} + \underbrace{\frac{\partial \lambda(\theta, i)}{\partial \theta} * \frac{d\theta}{dt}}_{\text{II}} + \underbrace{\frac{\partial \lambda(\theta, i)}{\partial i} * \frac{di}{dt}}_{\text{III}} \quad (3.2)$$

şeklinde bulunur. Burada;

- I. Bileşen : dirençte düşen gerilim
- II. Bileşen : ters e.m.k (e_1)
- III. Bileşen : artan endüktansın etkisi ile oluşan gerilim (e_2)'dir.

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (3.3)$$

olduğundan dolayı;

$$V = R_s * i + \frac{di}{dt} \left[L(\theta, i) + i * \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \right] + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} * \omega * i \quad (3.4)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, ω rad/s cinsinden açısal hızdır.

3.3. Endüktans Matrisinin Elemanlarının Deneysel Olarak Bulunması

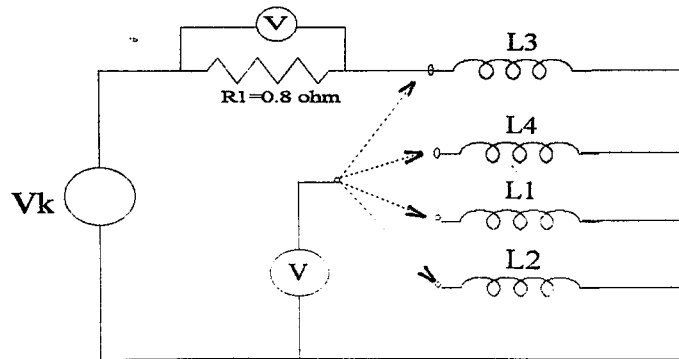
8/6 anahtarlamalı relüktans motoru için, ortak endüktanslar varken endüktans matrisi şu şekilde yazılabilir:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & L_{44} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Fazlardan birisine ait endüktans ve ortak endüktans bilgileri deneysel olarak bulunarak endüktans matrisinin elemanları bulunabilir.

3.3.1. Deney düzeneği

ARM çift çıkık kutuplu bir makina olduğu için, hava aralıkları sabit değildir. Bu yüzden farklı rotor açılarında farklı hava aralıkları olduğundan dolayı, endüktans değerleri değişmektedir. Deneyde makinanın bir sargısı diğer sargılardan ayrılarak, alternatif gerilim uygulanmak suretiyle, o sargının gerilim ve ortak gerilim değerleri okunarak endüktans ve ortak endüktans değerleri bulunmuştur. Gerçekte, sargıya doğru gerilim uygulanmalıdır. Fakat $f=50$ Hz gibi düşük bir frekansta artımsal endüktans bulunurken, alternatif akımın etkisi ile oluşacak bakır ve demir kayıpları ihmal edilebilir büyüklüktedir. Seçilen (3) no'lu faz'a R_1 seri direnci bağlanarak sargı akımı sınırlanmıştır. Daha sonra diğer fazlara ait endüktans ve ortak endüktans değerleri, fazlar arası ilişkiden yararlanılarak bulunmuştur.



Şekil 3.2. Deney düzeneği

3.3.2. Deneyde okunan değerler

Deneysel çalışmalarda öncelikle bir faz baz alınarak, o faz'a ait gerilim ve ortak gerilim değerleri bulunabilir. Bulunan bu değerlerden ise referans faz'a ait endüktans ve ortak endüktans değerleri tesbit edilebilir. Diğer fazlara ait endüktans ve ortak endüktans değerleri ise fazlar arası ilişkiden yararlanılarak bulunabilir.

Şekil 3.2. deki deney düzeneğinde baz alınan (3) no'lu sargıya, mekanik olarak 3'er derece aralıklarla değişik gerilimler uygulanarak bulunan sargı gerilimi ve ortak gerilimler Tablo 3.1. ve Tablo 3.2.de verilmiştir.

Tablo 3.1. 3 no'lu sargıdan $I=0.575$ Amper akım akıtılarak okunan sargı gerilimleri ve ortak gerilimler.

θ_{mek} (Derece)	V3 (Volt)	V4 (Volt)	V1 (Volt)	V2 (Volt)
0	49.38	5.1	-0.32	2.1
3	43.44	5.5	-0.34	1.3
6	39.02	5.7	-0.38	1.2
9	30.01	5.2	-0.42	1.1
12	23.01	4.1	-0.44	0.75
15	13.59	2.9	-0.35	0.33
18	9.2	2.1	-0.22	0.58
21	7.5	1.5	0.18	0.62
24	7.1	1.2	0.12	0.85
27	7.1	1.1	0.31	1.1
30	7.2	0.7	0.33	1.2
33	8.7	0.6	0.41	1.5
36	14.01	0.6	0.42	2.4
39	23.75	0.7	0.51	3.9
42	30.63	0.8	0.41	4.7
45	38.11	0.9	-0.31	5.1
48	45.61	1.2	-0.28	5.1
51	51.88	1.9	-0.33	4.8
54	59.38	3.4	-0.41	4.3
57	59.38	4.3	-0.41	3.4
60	49.38	5.1	-0.32	2.1

Tablo 3.2. 3 no'lu sargıdan I=0.486 Amper akım akitılarak okunan sargı gerilimi ve ortak gerilimler.

θ_{mek} (Derece)	V_3 (Volt)	V_4 (Volt)	V_1 (Volt)	V_2 (Volt)
0	40	5	-0.32	1.7
3	34	5	-0.37	1.2
6	29	5.12	-0.4	9
9	22.8	4.62	-0.42	1
12	15.7	3.4	-0.41	0.75
15	9.8	2.2	-0.35	0.6
18	6.87	1.6	-0.2	0.5
21	6.12	1.2	0.17	0.6
24	5.92	1	0.15	0.8
27	5.8	0.76	0.21	1
30	6.4	0.6	0.28	1.2
33	8.1	0.5	0.32	1.6
36	8.5	0.4	0.3	1.8
39	20	0.61	0.4	4.05
42	26.4	0.75	0.3	4.8
45	32.5	0.9	-0.2	5.1
48	37.5	1.2	-0.21	5
51	42	2.05	-0.26	4.5
54	47.1	3.5	-0.31	3.9
57	44.6	4.3	-0.31	1.7
60	40	5	-0.32	1.7

3.3.3. Endüktans ve ortak endüktans değerlerinin hesaplanması

Bu hesaplamalar şu formüllerle yapılabilir:

$$L_{33} = \frac{1}{w} * \sqrt{\left(\frac{V_{3,eff}}{I_{3,eff}}\right)^2 - R_s^2} \quad (\text{m.henri}) \quad (3.6)$$

$$V_{3,eff} = \frac{1}{2 * \sqrt{2}} * V_3 \quad (\text{Volt}) \quad (3.7)$$

$$I_{3,eff} = \frac{V_{R1,eff}}{R_1} \quad (\text{Amper}) \quad (3.8)$$

$$M_{31} = \frac{V_{1,eff}}{w * I_{3,eff}} \quad (\text{m.henri}) \quad (3.9)$$

$$M_{32} = \frac{V_{2,eff}}{\omega * I_{3,eff}} \quad (\text{m.henri}) \quad (3.10)$$

$$M_{34} = \frac{V_{4,eff}}{\omega * I_{3,eff}} \quad (\text{m.henri}) \quad (3.11)$$

Burada; $\omega=2*\pi*f$ ve $f=50$ Hz. dir.

Yukarıdaki (3.6)-(3.11) formüllerinden yararlanılarak, 3 no'lu referans sargıya ait endüktans ve ortak endüktans değerleri hesaplanabilir. Tablo 3.1. den yararlanılarak yapılan hesaplama sonuçları Tablo 3.3. de, Tablo 3.2. den yararlanılarak yapılan hesaplama sonuçları ise Tablo 3.4.de gösterilmiştir.

Tablo 3.3. 3 no'lu sargıdan $I=0.575$ A akım akıtılarak bulunan endüktans ve ortak endüktans değerleri

θ_{mek} (Derece)	L33 (m.henri)	M34 (m.henri)	M31 (m.henri)	M32 (m.henri)
0	96.72	9.99	-0.63	3.92
3	84.57	10.77	-0.67	2.55
6	76.38	11.17	-0.74	2.35
9	58.75	10.19	-0.82	2.15
12	45.03	9.01	-0.86	1.47
15	26.58	5.68	-0.69	0.65
18	17.96	3.92	-0.43	1.14
21	14.62	2.94	0.35	1.22
24	13.64	2.35	0.24	1.67
27	13.83	1.96	0.59	2.06
30	14.03	1.37	0.65	2.15
33	16.98	1.18	0.78	2.94
36	27.39	1.29	0.82	4.7
39	46.5	1.37	1	7.64
42	59.98	1.57	0.8	10.87
45	74.62	1.86	-0.59	11.12
48	89.31	2.35	-0.55	11.87
51	101.61	3.82	-0.65	9.4
54	116.31	6.66	-0.78	8.42
57	116.31	8.42	-0.8	6.66

Tablo 3.4. $I=0.486$ A akım akıtılarak bulunan endüktans ve ortak endüktans değerleri

θ_{mek} (Derece)	L33 (m.henri)	M34 (m.henri)	M31 (m.henri)	M32 (m.henri)
0	92.59	11.91	-0.74	3.94
3	78.7	12.52	-0.86	2.78
6	67.12	11.85	-0.93	2.55
9	52.76	10.7	-0.97	2.31
12	36.32	7.87	-0.95	1.74
15	22.64	5.09	-0.81	1.39
18	15.84	3.7	-0.46	1.16
21	14.1	2.78	0.39	1.39
24	13.63	2.31	0.35	1.85
27	13.35	1.76	0.49	2.31
30	14.75	1.39	0.65	2.78
33	18.7	1.16	0.74	3.7
36	19.63	0.93	0.69	4.17
39	46.28	1.41	0.93	9.38
42	61.1	1.74	0.69	11.98
45	75.22	2.08	-0.46	12.60
48	86.8	2.78	-0.49	11.57
51	97.22	4.75	-0.6	10.42
54	109.03	8.1	-0.72	9.03
57	103.24	9.95	-0.72	3.94
60	92.59	11.57	-0.74	3.94

Tablo 3.4.'de deneysel olarak bulunan endüktans ve ortak endüktans değerlerine göre çizilen endüktans eğrileri Şekil 3.3 de görülmektedir. Referans alınan 3 no'lu fazın endüktansına göre, fazlar arası 15° mekanik açı farkı dikkate alınarak, diğer fazların endüktansları ve ortak endüktansları bulunarak endüktans matrisi oluşturulabilir.

$$L_{11} = \varphi + 180^\circ \quad (3.12)$$

$$L_{22} = \varphi - 90^\circ \quad (3.13)$$

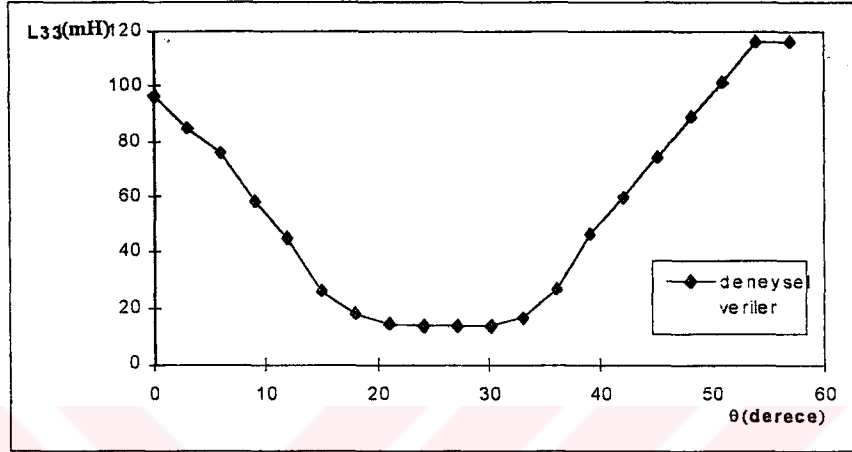
$$L_{44} = \varphi + 90^\circ \quad (3.14)$$

$$M_{31} [\theta \rightarrow \theta + 90^\circ] \rightarrow M_{24} \quad (3.15)$$

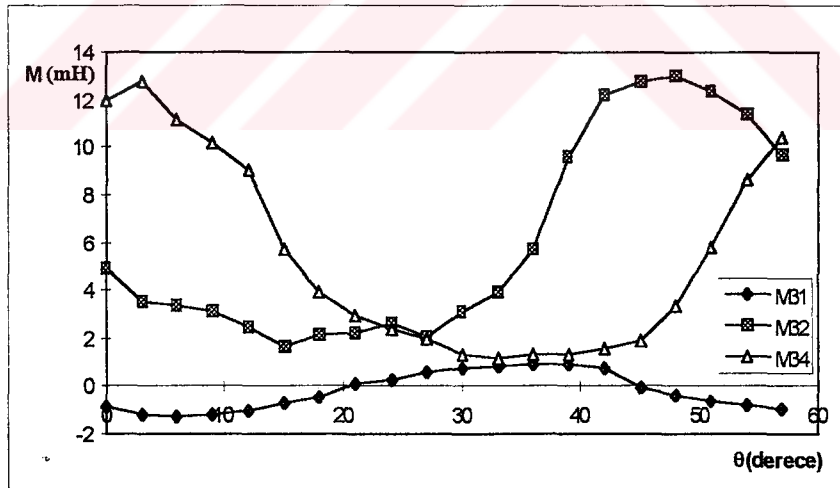
$$-M_{12} [\theta \rightarrow \theta + 90^\circ] \rightarrow M_{14} \quad (3.16)$$

$$M_{34} [\theta \rightarrow \theta + 180^\circ] \rightarrow M_{12} \quad (3.17)$$

yazılabilir. Yukarıdaki (3.12)-(3.17) denklem takımı ile verilen 6 eşitlik ile endüktans matrisinde bilinmeyen eleman kalmadığından dolayı, endüktans matrisi oluşturulmuştur demektir.



(a)



(b)

Şekil 3.3. Deneysel olarak bulunan

- a) L_{33} endüktans eğrisi
- b) Ortak endüktans eğrileri

3.3.4. Eğri uygunlaştırma

Şekil 3.3.'de deneysel verilere dayanılarak çizilen eğrinin bir fonksiyon ile tanımlanması gerekir. Şu halde Şekil 3.3.'e dikkatle bakıldığında endüktans eğrisi için;

$$L_{jk} = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n * \cos(n*\theta) + b_n * \sin(n*\theta)] \quad (3.18)$$

şeklinde bir fonksiyon önerilebilir. Bu denklem fourier serisine açılarak çift terimleri alınır;

$$L = a_0 + a_1 * \cos(\theta) + a_2 * \cos(2\theta) \quad (3.19)$$

elde edilir. (3.19) no'lu formülde a_0 bileşeni endüktansın doğru bileşenidir. Şu halde; bulunan gerçek değerlerin, önerilen fonksiyonlarla uyumu sağlanmalı ve bu durumda endüktans matrisinin her bir elemanının katsayıları bulunmalıdır.

3.4. Endüktans Matrisinin Elemanlarının Katsayılarının Bulunması

8/6 bir ARM için $[L_{ss}]$ endüktans matrisi Denklem (3.5)' de verildiği gibidir.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & L_{44} \end{bmatrix}$$

Deneysel çalışmalar sonucunda 3 no'lu faz'a ait endüktans ve ortak endüktans değerleri bulunmuştu. Diğer fazlara ait endüktans ve ortak endüktans değerleri ise fazlar arası ilişkilerden yararlanılarak bulunabilir.(Jevons,1966) Bütün fazlara ait endüktans ve ortak endüktans açıları, 1. sargı baz alınır şu şekilde ifade edilebilir:

$$L_{11} \rightarrow \theta_{el} \quad (3.20)$$

$$L_{22} \rightarrow \theta_{el} + \pi/2 \quad (3.21)$$

$$L_{33} \rightarrow \theta_{el} + \pi \quad (3.22)$$

$$L_{44} \rightarrow \theta_{el} + 3\pi/2 \quad (3.23)$$

$$M_{12} \rightarrow \theta_{el} - 3\pi/4 \quad (3.24)$$

$$M_{13} \rightarrow \theta_{el} + \pi/2 \quad (3.25)$$

$$M_{14} \rightarrow \theta_{el} - \pi/4 \quad (3.26)$$

$$M_{23} \rightarrow \theta_{el} - \pi/4 \quad (3.27)$$

$$M_{24} \rightarrow \theta_{el} + \pi \quad (3.28)$$

$$M_{34} \rightarrow \theta_{el} + \pi/4 \quad (3.29)$$

$$M_{12} = M_{21} \quad (3.30)$$

$$M_{13} = M_{31} \quad (3.31)$$

$$M_{14} = M_{41} \quad (3.32)$$

$$M_{23} = M_{32} \quad (3.33)$$

Burada θ_{el} , derece cinsinden elektriksel açıdır.

$[L_{ss}]$ matrisinin her bir elemanı (endüktans ve ortak endüktanslar) (3.19) ve son olarak verilen (3.20) ile (3.33) arası 14 adet denklemden bulunabilir.

Denklem (3.19)' da endüktans ve ortak endüktans ifadeleri şu şekilde yazılabilir;

$$L_{11} = L_{1,10} + L_{1,11} * \text{Cos}(1 * \varphi_0) + L_{1,12} * \text{Cos}(2 * \varphi_0) \quad (3.34)$$

$$M_{12} = M_{1,20} + M_{1,21} * \text{Cos}(1 * \varphi_1) + M_{1,22} * \text{Cos}(2 * \varphi_1) \quad (3.35)$$

$$M_{13} = M_{1,30} + M_{1,31} * \text{Cos}(1 * \varphi_2) + M_{1,32} * \text{Cos}(2 * \varphi_2) \quad (3.36)$$

$$M_{14} = M_{1,40} + M_{1,41} * \text{Cos}(1 * \varphi_3) + M_{1,42} * \text{Cos}(2 * \varphi_3) \quad (3.37)$$

$$M_{21} = M_{12} \quad (3.38)$$

$$L_{22} = L_{2,20} + L_{2,21} * \text{Cos}(1 * \varphi_2) + L_{2,22} * \text{Cos}(2 * \varphi_2) \quad (3.39)$$

$$M_{23} = M_{2,30} + M_{2,31} * \text{Cos}(1 * \varphi_3) + M_{2,32} * \text{Cos}(2 * \varphi_3) \quad (3.40)$$

$$M_{24} = M_{2,40} + M_{2,41} * \text{Cos}(1 * \varphi_4) + M_{2,42} * \text{Cos}(2 * \varphi_4) \quad (3.41)$$

$$M_{31} = M_{13} \quad (3.42)$$

$$M_{32} = M_{23} \quad (3.43)$$

$$L_{33} = L_{3,30} + L_{3,31} * \text{Cos}(1 * \varphi_4) + L_{3,32} * \text{Cos}(2 * \varphi_4) \quad (3.44)$$

$$M_{34} = M_{3,40} + M_{3,41} * \text{Cos}(1 * \varphi_5) + M_{3,42} * \text{Cos}(2 * \varphi_5) \quad (3.45)$$

$$M_{41} = M_{14} \quad (3.46)$$

$$M_{42} = M_{24} \quad (3.47)$$

$$M_{43} = M_{34} \quad (3.48)$$

$$L_{44} = L_{4,40} + L_{4,41} * \text{Cos}(1 * \varphi_6) + L_{4,42} * \text{Cos}(2 * \varphi_6) \quad (3.49)$$

(3.34) ile (3.49) arası denklemlerde;

$$\varphi_n = r_k * \theta_{mek} - n * \alpha \quad (3.50)$$

$$\alpha = \theta_{mek,rot} - \theta_{mek,stat} \quad (3.51)$$

$$\theta_{mek,rot} = \frac{2 * \pi}{r_k} \quad (3.52)$$

$$\theta_{mek,stat} = \frac{2 * \pi}{s_k} \quad (3.53)$$

şeklinde. Burada; $\theta_{mek,rot}$: rotor mekanik açısı, $\theta_{mek,stat}$: stator mekanik açısıdır. Şu halde aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$\alpha = \frac{2 * \pi * (s_k - r_k)}{s_k * r_k} \quad (3.54)$$

$$\theta_{elek} = r_k * \theta_{mek} \quad (3.55)$$

$$\varphi_0 = \theta_{elek} = r_k * \theta_{mek} \quad (3.56)$$

$$\varphi_1 = r_k * \theta_{mek} - 1 * \alpha \quad (3.57)$$

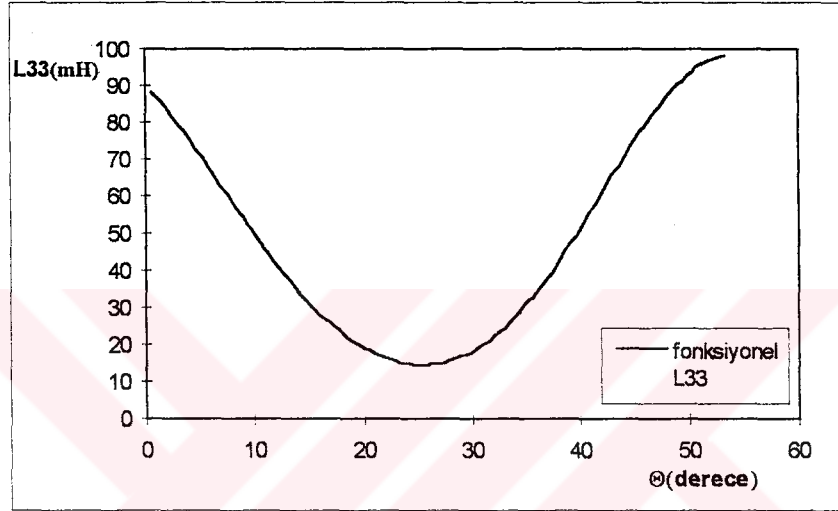
$$\varphi_2 = r_k * \theta_{mek} - 2 * \alpha \quad (3.58)$$

$$\varphi_3 = r_k * \theta_{mek} - 3 * \alpha \quad (3.59)$$

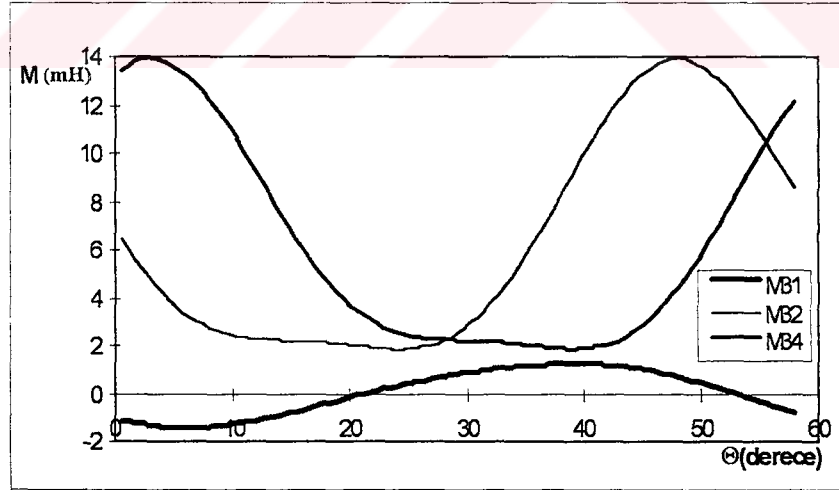
$$\varphi_4 = r_k * \theta_{mek} - 4 * \alpha \quad (3.60)$$

$$\varphi_5 = r_k * \theta_{mek} - 5 * \alpha \quad (3.61)$$

$$\varphi_6 = r_k * \theta_{mek} - 6 * \alpha \quad (3.62)$$



(a)



(b)

Şekil 3.4. a) Uydurulan fonksiyon ile L_{33} endüktansı

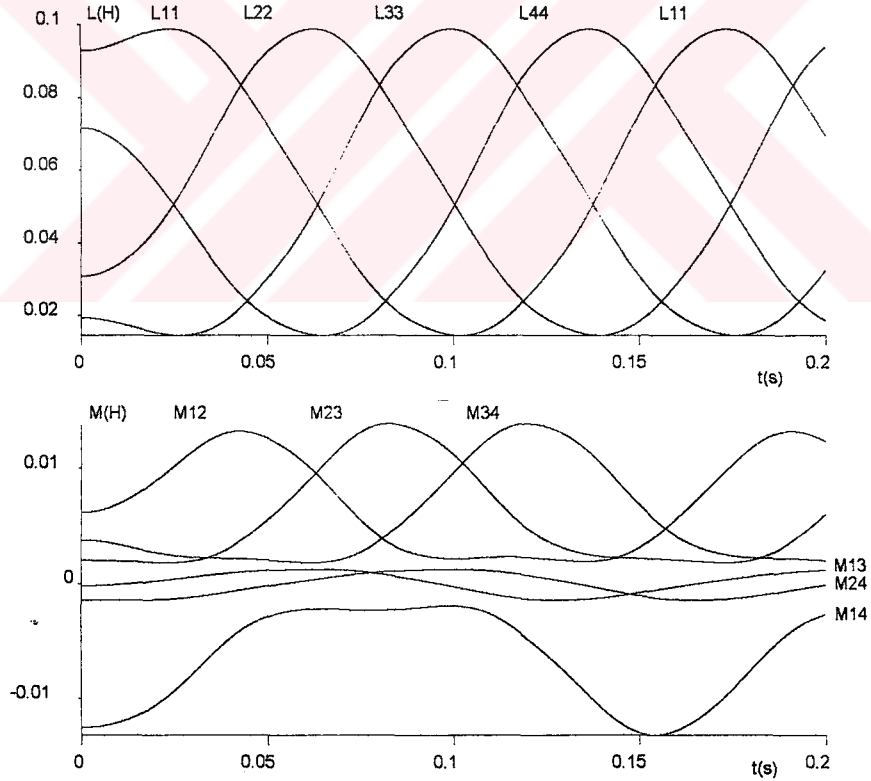
b) Uydurulan fonksiyon ile ortak endüktanslar

Eğri uygunlaştırma işleminde; mesela L_{33} 'ün bulunması istenirse, deneylerin yapıldığı 8/6 ARM için $\alpha=\pi/12$ olduğundan dolayı,

$$L_{33} = L_{3,30} + L_{3,31} * \text{Cos}(\theta_{e1} + \delta_1 - \pi/3) + L_{3,32} * \text{Cos}(2 * \theta_{e1} + \delta_2 - 2 * \pi/3) \quad (3.63)$$

şeklinde yazılabilir. Burada; δ_1 ve δ_2 ölçülen değerlerle çizilen eğriyi, önerilen fonksiyon ile çizilen eğriye kaydıran uyum açılarıdır. Bu durumda uydurulan fonksiyonlar ile çizdirilen eğriler Şekil 3.4. de gösterildiği gibidir. Bu eğriler Şekil 3.3. ile karşılaştırıldığında tam bir uyum gözlenmektedir.

Şu halde tüm fazlar için elde edilen endüktans profili Şekil 3.5. deki gibidir.



Şekil 3.5. 8/6 ARM'nin endüktans ve ortak endüktans profilleri

3.5. Moment İfadesinin Bulunması

Elektriksel moment (2.2)'de de belirtildiği gibi,

$$T(\theta, i) = \left(\frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta} \right)_{i=\text{sabit}}$$

şeklinde dir. Aynı zamanda Ko-enerji için (2.3)'den;

$$W' = \int_0^i \lambda(\theta, i) \cdot di$$

yazılırsa, lineer bölgede ortak endüktanslar varken moment ifadesi;

$$T = \frac{1}{2} * [I]^T * \frac{d}{d\theta} * [L_{ss}(\theta)] * [I] \quad (3.64)$$

şeklinde bulunabilir. Yani;

$$T = \frac{1}{2} * [i_1 \ i_2 \ i_3 \ i_4] * \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & M_{44} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

dir. (3.65) denklemini açılarak, fazlara göre toplam elektriksel moment için şu eşitlikler yazılabilir:

$$T = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \quad (3.66)$$

$$T_1 = \frac{1}{2} * i_1 * k_1 \quad (3.67)$$

$$T_2 = \frac{1}{2} * i_2 * k_2 \quad (3.68)$$

$$T_3 = \frac{1}{2} * i_3 * k_3 \quad (3.69)$$

$$T_4 = \frac{1}{2} * i_4 * k_4 \quad (3.70)$$

$$T = \frac{1}{2} * [i_1 * k_1 + i_2 * k_2 + i_3 * k_3 + i_4 * k_4] \quad (3.71)$$

$$k_1 = k_{11} * i_1 + k_{12} * i_2 + k_{13} * i_3 + k_{14} * i_4 \quad (3.72)$$

$$k_2 = k_{21} * i_1 + k_{22} * i_2 + k_{23} * i_3 + k_{24} * i_4 \quad (3.73)$$

$$k_3 = k_{31} * i_1 + k_{32} * i_2 + k_{33} * i_3 + k_{34} * i_4 \quad (3.74)$$

$$k_4 = k_{41} * i_1 + k_{42} * i_2 + k_{43} * i_3 + k_{44} * i_4 \quad (3.75)$$

$$k_1 = \frac{dL_{11}}{d\theta} * i_1 + \frac{dM_{12}}{d\theta} * i_2 + \frac{dM_{13}}{d\theta} * i_3 + \frac{dM_{14}}{d\theta} * i_4 \quad (3.76)$$

$$k_2 = \frac{dM_{21}}{d\theta} * i_1 + \frac{dL_{22}}{d\theta} * i_2 + \frac{dM_{23}}{d\theta} * i_3 + \frac{dM_{24}}{d\theta} * i_4 \quad (3.77)$$

$$k_3 = \frac{dM_{31}}{d\theta} * i_1 + \frac{dM_{32}}{d\theta} * i_2 + \frac{dL_{33}}{d\theta} * i_3 + \frac{dM_{34}}{d\theta} * i_4 \quad (3.78)$$

$$k_4 = \frac{dM_{41}}{d\theta} * i_1 + \frac{dM_{42}}{d\theta} * i_2 + \frac{dM_{43}}{d\theta} * i_3 + \frac{dL_{44}}{d\theta} * i_4 \quad (3.79)$$

Gerekli işlemler yapılırsa, 8/6 ARM için toplam elektriksel moment ifadesi,

$$T = \sum_{n=1}^4 \sum_{m=1}^4 \frac{I_n}{2} * \left(\frac{dL_{nm}}{d\theta} * I_m \right) \quad (n=1,2,3,4 \text{ ve } m=1,2,3,4) \quad (3.80)$$

şeklinde bulunabilir.

Mekanik Moment;

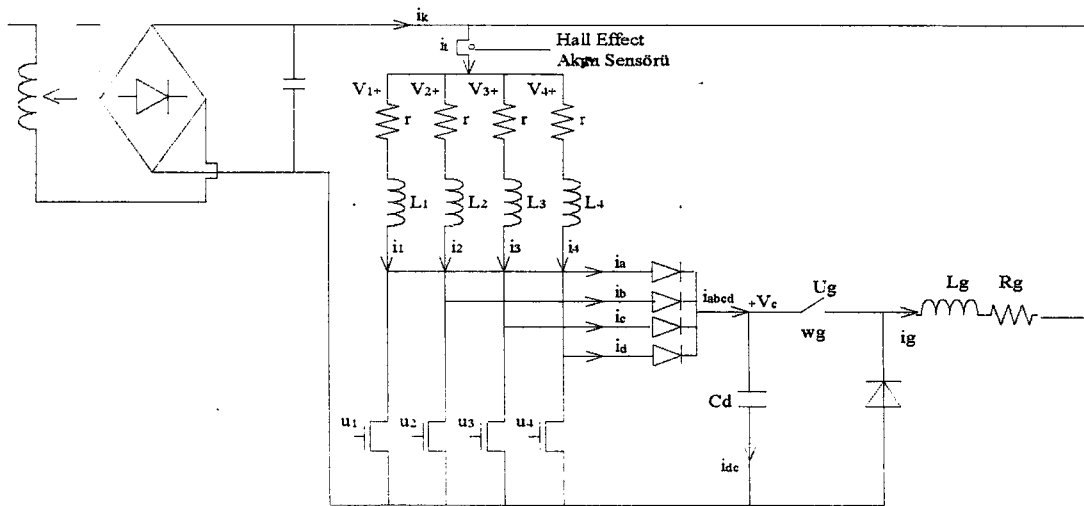
$$T_m = J * \frac{d^2\theta}{dt^2} + B * \frac{d\theta}{dt} + T_L \quad (3.81)$$

ve yük momenti,

$$T_L = k_p * \omega \quad (3.82)$$

dır. Burada; J motorun atalet momenti olup, motor geometrisinden bulunabilir. B ise viskoz sürtünme katsayısı olup, belirli bir hızda dönen motorun sargı gerilimi kesilerek, tesbit edilen motor durma süresinden bulunabilir. Deneylerde kullanılan ARM için $J=0.0053 \text{ Nms}^2/\text{rad}$, $B=0.0008 \text{ Nms}/\text{rad}$ bulundu.

3.6. C-Dump Konverterli 8/6 ARM'nin Matematiksel Modeli



Şekil 3.6. C-Dump konverterli 8/6 ARM

Şekil 3.6'da u_n , anahtarlara gönderilen işaretleri ifade etmektedir.

Durum denklemleri şu şekilde yazılabilir:

$$\frac{d}{dt}[\lambda_1] = [V_1] - [R_1] * [I_1] \quad (3.83)$$

$$\frac{d}{dt}[\lambda_2] = [V_2] - [R_2] * [I_2] \quad (3.84)$$

$$\frac{d}{dt}[\lambda_3] = [V_3] - [R_3] * [I_3] \quad (3.85)$$

$$\frac{d}{dt}[\lambda_4] = [V_4] - [R_4] * [I_4] \quad (3.86)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{(-I_g * U_g + I)}{C_d} \quad (3.87)$$

$$\frac{dI_g}{dt} = \frac{(V_g - R_g * I_g)}{L_g} \quad (3.88)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{(T - T_L - B * \omega)}{J} \quad (3.89)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (3.90)$$

Elektriksel moment;

$$T = \sum_{n=1}^4 \sum_{m=1}^4 \frac{I_n}{2} * \left(\frac{dL_{nm}}{d\theta} * I_m \right) \quad (3.91)$$

Motorun linear bölgede çalıştığı kabul edilirse;

$$[\lambda] = [L] * [I] \quad (3.92)$$

olur. Bu durumda;

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & M_{44} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

Buradan i_1, i_2, i_3, i_4 bulunabilir.

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & M_{44} \end{bmatrix}^{-1} * \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

Makinanın dinamik denklemleri;

$$T_m = J * \frac{d^2\theta}{dt^2} + B * \frac{d\theta}{dt} + T_L \quad (3.95)$$

yani,

$$T_m = J * \frac{d\omega}{dt} + B * \omega + T_L \quad (3.96)$$

dir.

BÖLÜM 4

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

4.1. Giriş

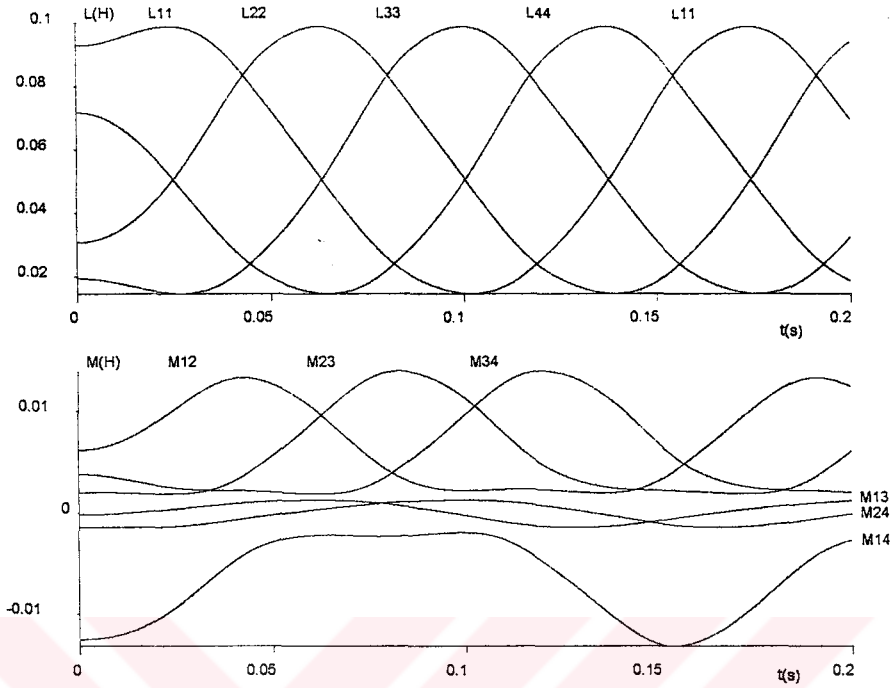
Bir ARM'nin dönebilmesi için, hangi fazın ne zaman uyarılacağına dair konum bilgisinin olması gerekir. Çalışmalarda kullanılan 8/6 ARM'de bu bilgi "Hall Effect" sensörlerle elde edildi. Rotor konum tesbitini belirlemede kullanılan sensör sayısı faz sayısına eşittir. Ancak 8/6 ARM de 4 faz olduğu için, simetriden dolayı 90° açı farkı ile iki adet sensör kullanılması yeterlidir.

Simnon 3.0 paket programının kullanıldığı simülasyon çalışmalarında, deneylerde kullanılan 8/6 ARM'nin C-Dump konverterli matematiksel modeli kullanılarak, makinaya çeşitli kontroller uygulandı. Ortak endüktansların etkisinin dikkate alındığı, doyma bölgesinin ve eddy akımlarının ihmal edildiği bu çalışmalarda, özellikle akustik gürültüye neden olan moment çökmeleri giderilmeye çalışıldı. Bunun için de faz geçiş anlarının kontrol edilmesi hedeflendi. Simülasyon çalışmalarında diferansiyel denklemlerin çözümünde 4. dereceden Runge-Kutta metodu kullanıldı.

4.2. C-Dump Konverterli 8/6 ARM'nin Simülasyonu

Bölüm 3.6.'daki C-Dump konverterli 8/6 ARM' nin matematiksel modeli kullanılarak simülasyon çalışmaları gerçekleştirildi. C-Dump konverter devresinde anahtarlama frekansı 15 kHz olarak seçilen bir anahtar (MOSFET) ile enerji kaynağa aktarılarak, kaynakta gerilim yükselmeleri oluşması önlendi.

8/6 ARM'nin endüktans ve ortak endüktans profilleri, Şekil 4.1' de görülmektedir.



Şekil 4.1. 8/6 ARM'nin endüktans ve ortak endüktans profilleri

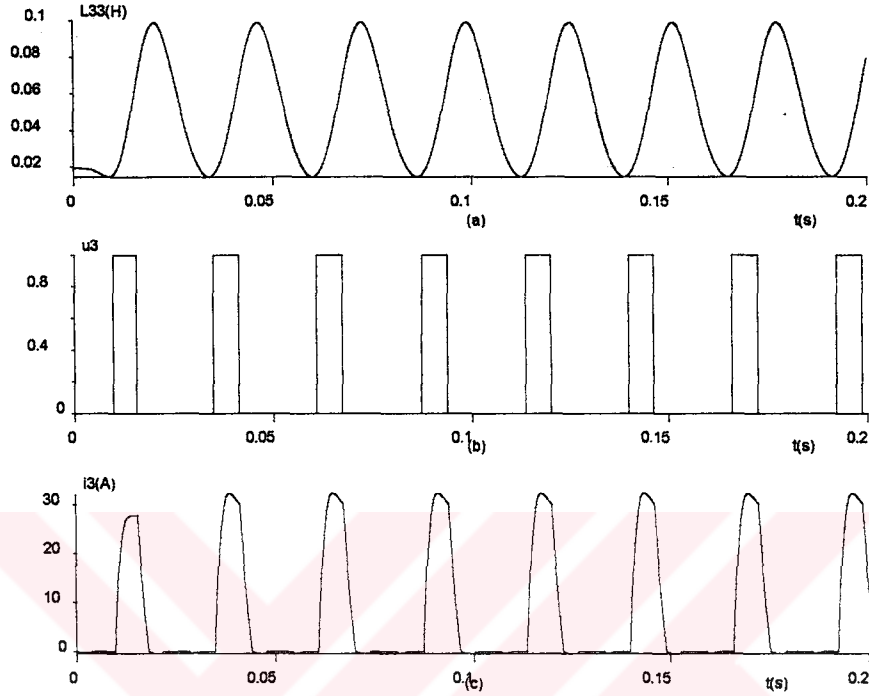
4.2.1. Simnon 3.0 paket programı ile gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları

Simülasyon çalışmaları şu şartlar altında gerçekleştirildi:

Referans akım	:	$I_{ref} = 12A$
Kaynak gerilimi	:	$V_k = 300V$
C-Dump gerilimi	:	$V_c = 300V$
Yük momenti	:	$T_L = 0.4 * \omega$
Darbe süresi	:	$\theta_d = 1.57 \text{ rad.}$

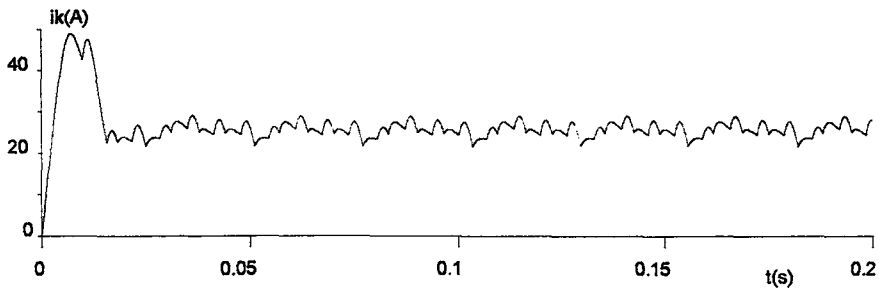
a) Bu bölümde, makinaya hiç bir kontrol uygulanmaksızın, sensör bilgilerine dayanarak anahtarlamak suretiyle fazlar uyarılarak makinaya gerilim uygulandı. Simülasyon çalışmaları sonucu, Şekil 4.2.'den de görüldüğü gibi, endüktans eğrisinin

artış bölgesinin başlangıcında u işareti (darbesi) gönderilerek faz uyarılmış ve sargıdan akım akması sağlanmıştır.



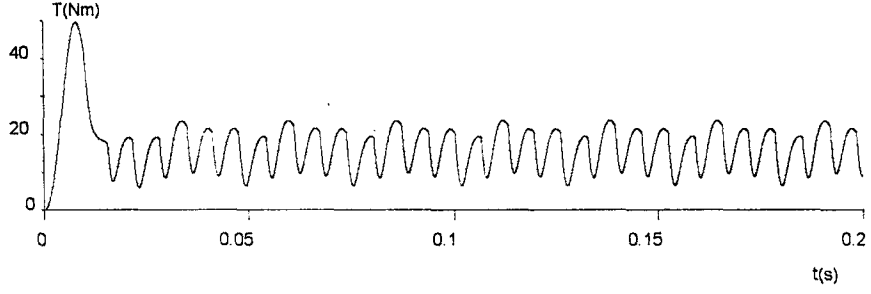
Şekil 4.2. Makinanın 3 no'lu fazına ait
 a) Endüktans eğrisi
 b) Darbe işaretleri
 c) Sargı akımı

Makinaya kontrol uygulanmadığı için, Şekil 4.3.'den de görüldüğü gibi sargı akımları yüksek değerlere ulaşmıştır. Yine dikkati çeken bir diğer husus ise, ilk anda çok yüksek değerlerde akım çekilmesidir.

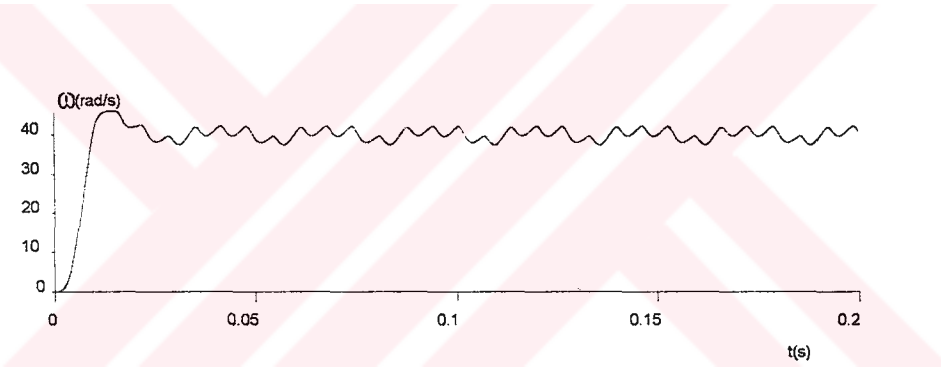


Şekil 4.3. Kaynaktan çekilen toplam akım

Moment ve hız çıkışlarındaki yoğun dalgalanmalar ise istenmeyen durumlardır (Şekil 4.4. ve Şekil 4.5.).

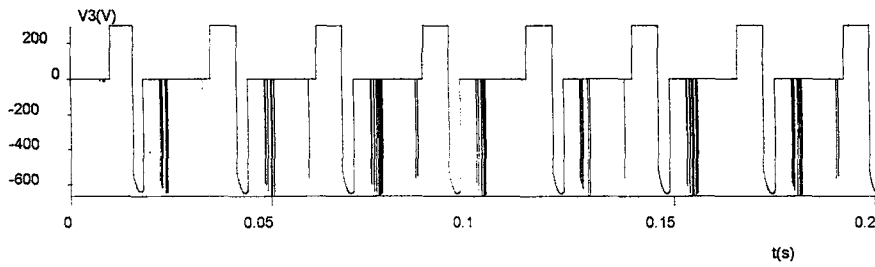


Şekil 4.4. Toplam moment çıkışı



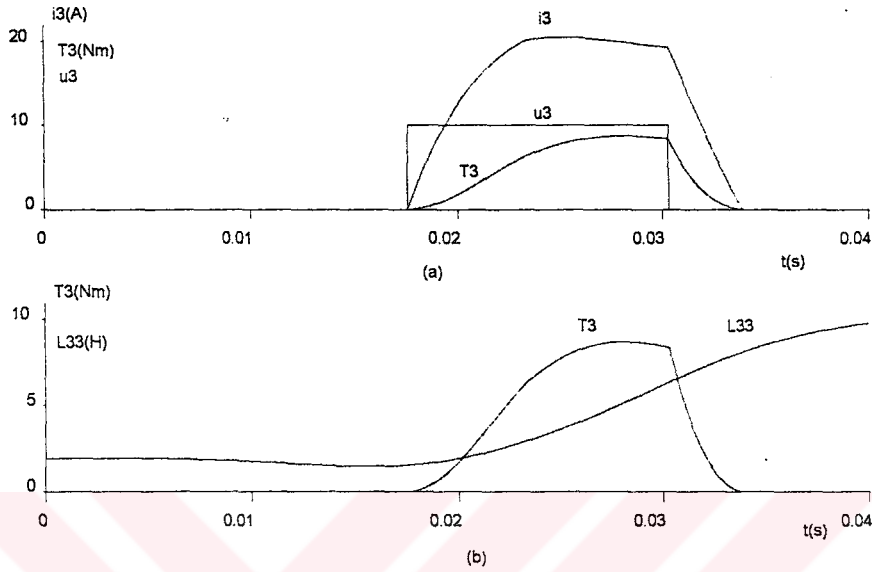
Şekil 4.5. Hız eğrisi

Bu arada sargı gerilimleri, Şekil 4.6.'dan da görüldüğü gibi -600V ile 200V arasında değişmektedir.



Şekil 4.6. 3 no'lu faz'a ait sargı gerilimi

Şekil 4.7.' de ise sargı akımı, momenti, endüktans profili ve darbe işareti birarada gösterilmiştir. Burada; L_{33} 100 kat, u ise 10 kat büyütülerek çizilmiştir.



Şekil 4.7. 3 no'lu faz'a ait

- a) Akım, moment ve darbe işareti eğrileri
b) Moment ve endüktans eğrileri

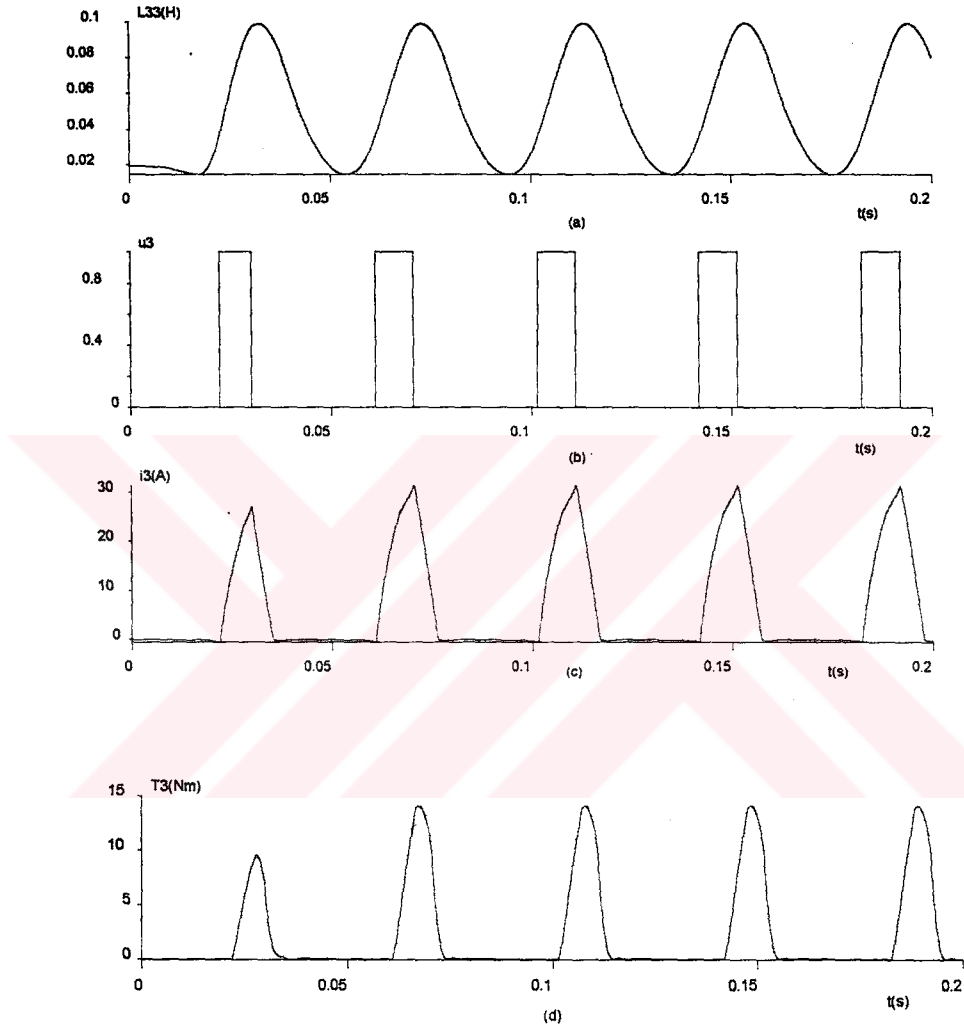
b) En genel halde momente ait;

$$T = \sum_{n=1}^4 \sum_{m=1}^4 \frac{I_n}{2} * \left(\frac{dL_{nm}}{d\theta} * I_m \right) \quad (4.1)$$

ifadesi incelenirse; momentin, endüktansın eğimine bağlı olduğu görülür. Bu yüzden makinanın motor veya generatör olarak çalışması (yani ters veya düz moment üretmesi), endüktans profilinde anahtarlama darbelerinin gönderildiği bölgeye bağlıdır. Bunun için, darbe başlangıç zamanı (θ_{on}) ve darbe süresi (θ_d) önemlidir. Yani, θ_{on} ve θ_d kontrol edilebilir parametreler olmalıdır.

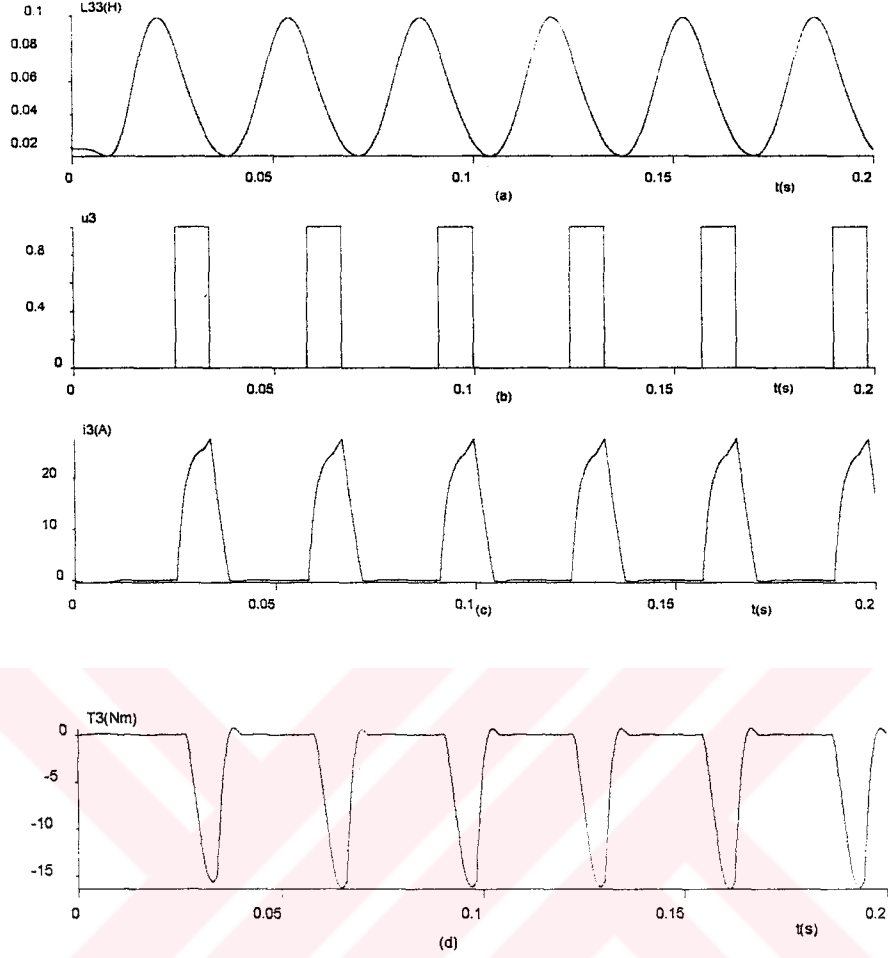
Simülasyon çalışmalarının bu bölümünde; θ_{on} ve θ_d 'nin kontrol edilebilmesi için geliştirilen algoritma programa eklenerek simülasyon yapıldı. Böylece endüktans profilinin istenen bölgesinde makinaya gerilim uygulanabileceği gösterildi.

Değişik θ_{on} ve θ_d değerleri için endüktans, darbe işareti, akım ve moment eğrileri Şekil 4.8. ve Şekil 4.9.'da gösterilmiştir.



Şekil 4.8. Motor çalışmada 3 no'lu sargı için

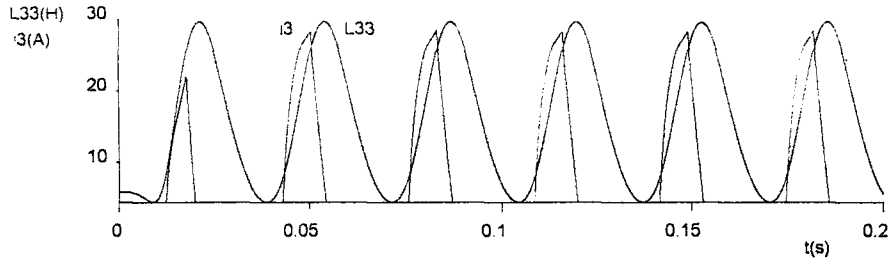
- Endüktans eğrisi
- Darbe işareti
- Akım eğrisi
- Moment eğrisi



Şekil 4.9. Generatör çalışmada 3 no'lu sargı için

- a) Endüktans eğrisi
- b) Darbe işareti
- c) Akım eğrisi
- d) Moment eğrisi

Kesime giren faz'a ait sargının akımı, endüktans profilinin maksimum noktasından sonra sıfıra gitmemelidir. Aksi halde Şekil 4.9.'da da görüldüğü gibi makina frenleme momenti üretir. Bu durumu önlemek için de, faz'a gönderilen darbe, endüktans profilinin maksimum olduğu noktada faz akımını sıfır yapacak şekilde önceden kesime gitmelidir. Çünkü, sargıdaki akımın sıfıra gidebilmesi için belirli bir süre geçer (Şekil 4.10.).



Şekil 4.10. Endüktans ve akım eğrisi ($\theta_{on} = 0.6$ ve $\theta_d = 1.5708$)
(Endüktans normal değerinin 300 katı olarak alınmıştır.)

c) Simülasyon sonuçlarına dikkat edilirse, makina $i_k = 30A$ civarında yüksek bir akım çekmektedir (Şekil 4.3.). Oysa makina pratik olarak bu şartlarda çalıştırılmaz. Bu yüzden makinaya akım kontrolü uygulanmalıdır. Bunun için referans akımın tanımlanacağı bir histerisis bandına ihtiyaç duyulur. Böylece şimdiye kadar sürekli olan sistem artık sürekli + ayrık (Continuous+Discrete) zamanlı bir sisteme dönüşmüş olur. Çünkü histerisis kontrol, ayrık zamanlı bir kontroldür.

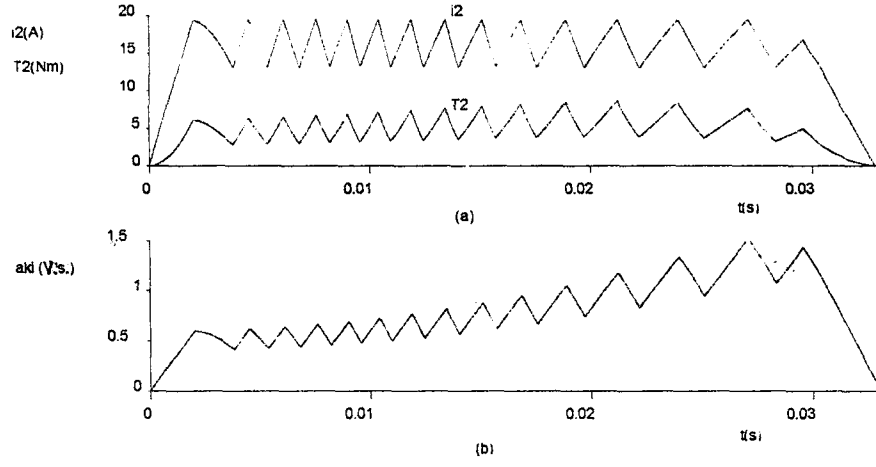
Akım kontrolü yapabilmek için, sargı akımlarının toplamı bir adet akım sensörüyle ölçülerek referans akım ile karşılaştırılır.

Belirli bir bant aralığı ile tanımlanan histerisis kontrol ile akı, akım ve momentin sınırlandırılması Şekil 4.11'de görülmektedir.

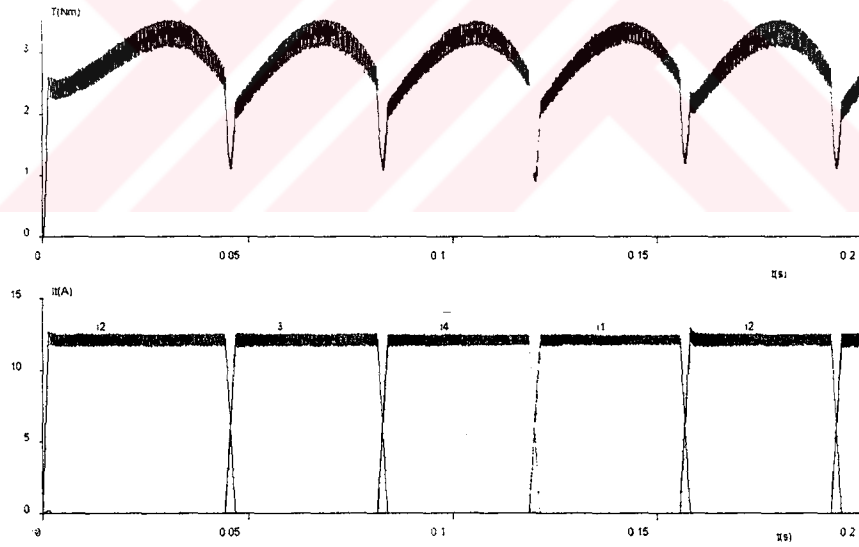
Akım kontrolü uygulandığında;

$$i_{ref} = i_1 + i_2 + i_3 + i_4 \quad (4.2)$$

dür. Bu durumda makinanın moment ve akım çıktıları Şekil 4.12. deki gibi olur. Görüldüğü gibi, momentteki çökmeler oldukça giderilmiş olmasına rağmen yine de, istenmeyen çökmeler varlığını korumaktadır.

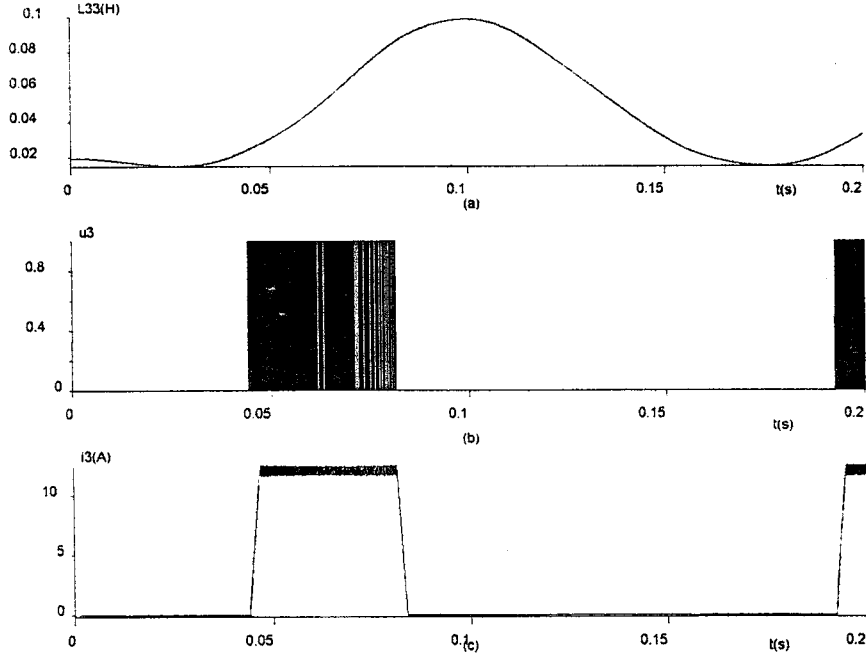


Şekil 4.11. a) Akım ve momentin 2 no'lu faz için çıkışı
b) 2 no'lu fazın akı çıktısı

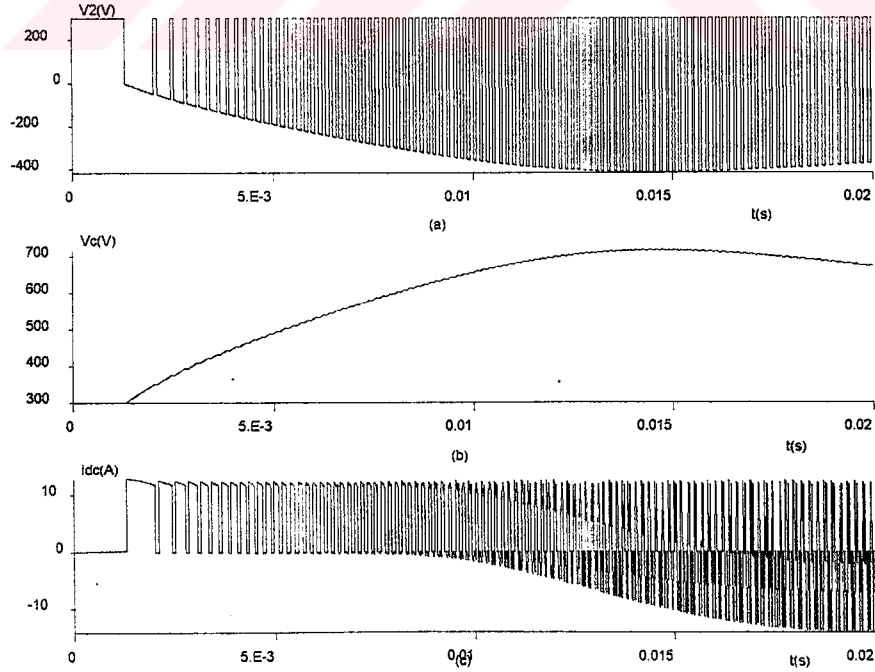


Şekil 4.12. Akım kontrolü durumunda moment ve akım çıktıları

Endüktans profilinde akım ve darbelerin yeri ise Şekil 4.13.'de gösterilmiştir. Şekil 4.14.'de ise sargı ve kondansatör gerilimleri ile kondansatör akımı görülmektedir.



Şekil 4.13. Akım kontrolü durumunda 3 no'lu faz'a ait
 a) Endüktans eğrisi, b) Darbe işareti, c) Sargı akımı



Şekil 4.14. a) Sargı gerilimi, b) Kondansatör gerilimi, c) Kondansatör akımı

d) (c) şıkında, akım kontrol edilerek moment dalgalanması azaltılmaya çalışıldı. Ancak moment ifadesine dikkat edilirse momentin, akımın karesi ile orantılı olduğu görülür.

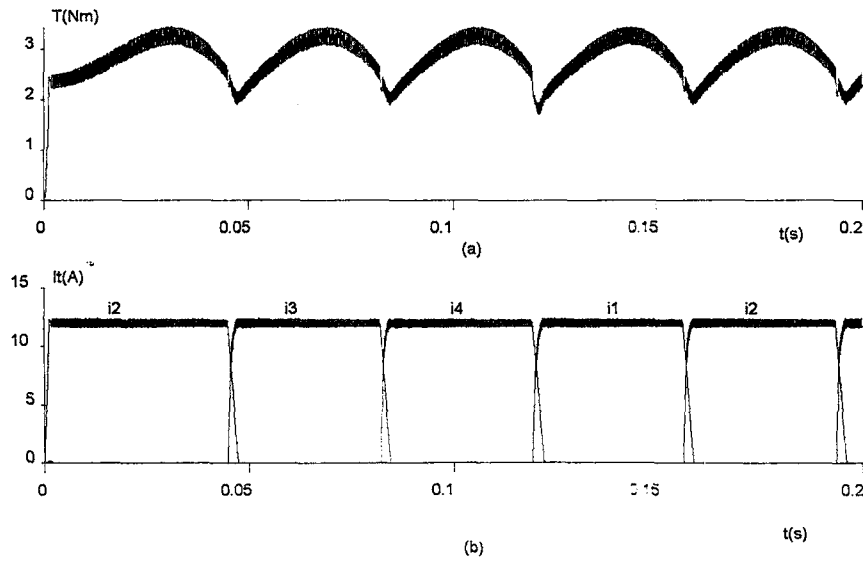
$$T = \sum_{n=1}^4 \sum_{m=1}^4 \frac{I_n}{2} * \left(\frac{dL_{nm}}{d\theta} * I_m \right) \quad (4.3)$$

Bu yüzden akım yerine akımın karesi kontrol edilmelidir. Böylece akım eğrilerinin kesişme (geçiş) noktası maksimum noktaya çıkartılır. Akımların karelerinin toplamı;

$$i_{ref}^2 = i_1^2 + i_2^2 + i_3^2 + i_4^2 \quad (4.4)$$

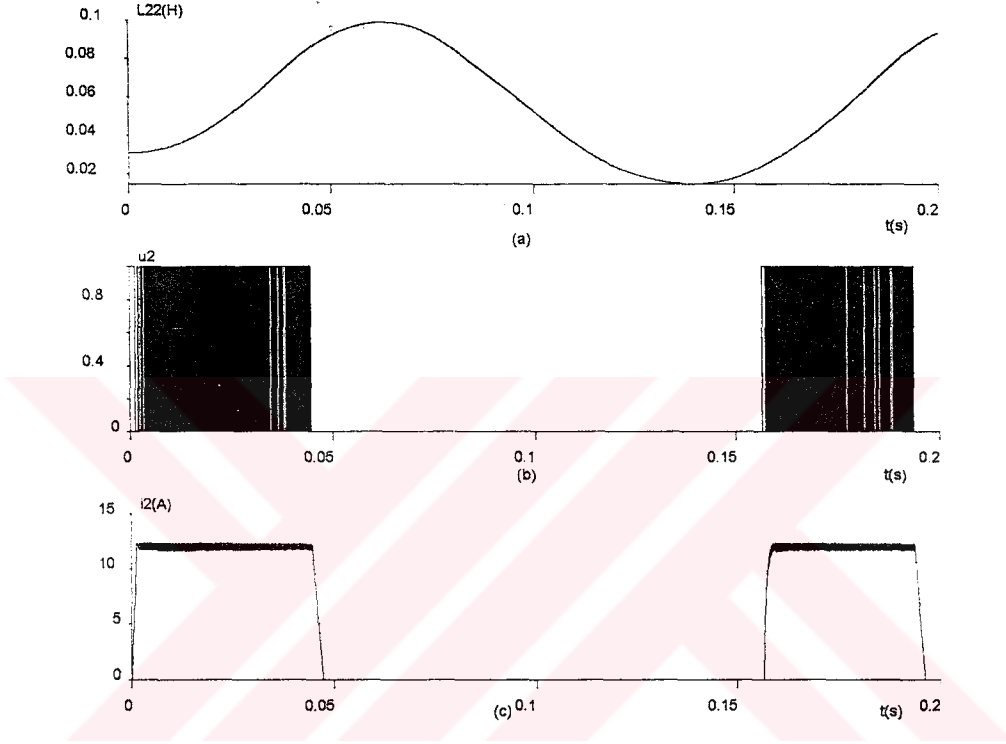
şeklinde kontrol edilir. Burada, akımların karelerinin toplamının nasıl ölçüleceği problemiyle karşılaşılır. Aynı anda sadece iki fazın akım akıtılabileceği kabulü ile 4 yerine 2 adet akım sensörü kullanılarak bu problem giderilebilir (Ozbulur et al.1995).

Akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği simülasyon çalışmaları sonucu, moment çıktısına bakıldığında momentteki çökmelerin büyük oranda giderildiği, sargı akımlarının geçiş anlarında ise çakışma noktalarının oldukça üste çekilerek çok başarılı bir sonuç elde edildiği görülür (Şekil 4.15.).



Şekil 4.15. Akımların karelerinin kontrol edilmesiyle oluşan; a)moment b) akım çıkışı

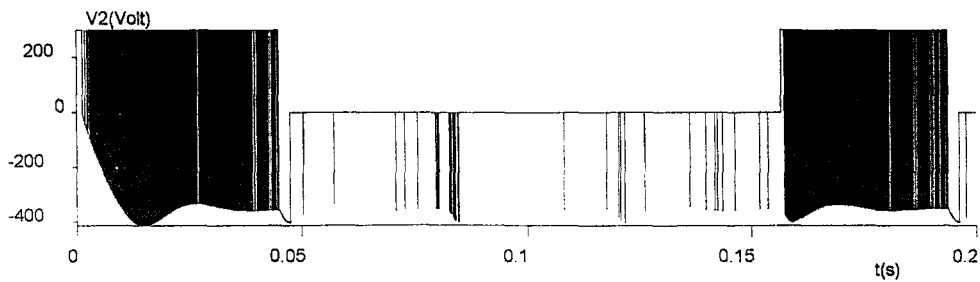
Bu sonuç, akustik gürültünün azaltıldığı anlamına gelir. Şekilde görülen titreşim, histerisis akım kontrolünden gelmektedir. Bu, histerisis bandı ve anahtarlama frekansı azaltılarak daha da küçültülebilir. Moment eğrisinde oluşan alçak frekanslı dalgalanma ise, hız kontrolü ile giderilebilir. Bu duruma ait, endüktans profili üzerindeki darbe işareti ve akım uygulama bölgesi ise Şekil 4.16.'da görülmektedir.



Şekil 4.16. Akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği durumda,

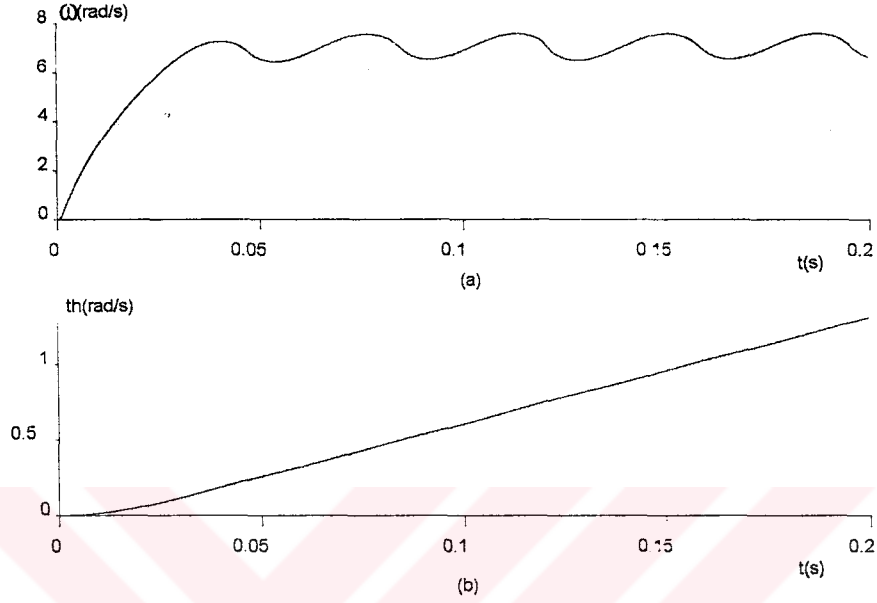
- 2 no'lu faz'a ait endüktans profili
- darbe işareti
- sargı akımı

Ayrıca 2 no'lu faz gerilimi ise şu şekilde elde edilir.



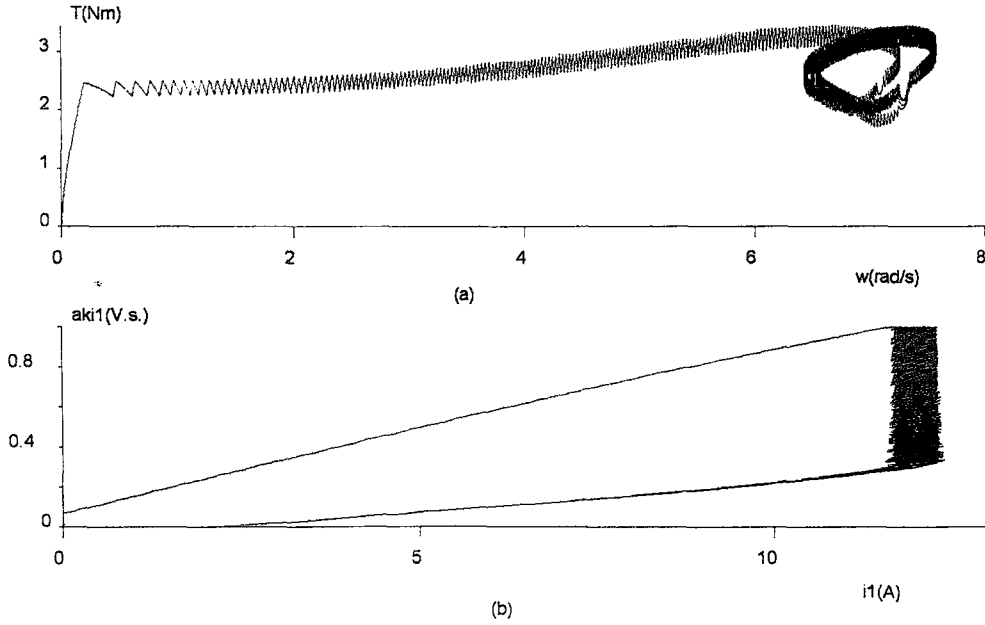
Şekil 4.17. Sargı gerilimi (2 no'lu faz)

Yine akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği durum için, elde edilen hız ve konum eğrisi de Şekil 4.18’de görüldüğü gibi oldukça başarılı bir çıktıdır.



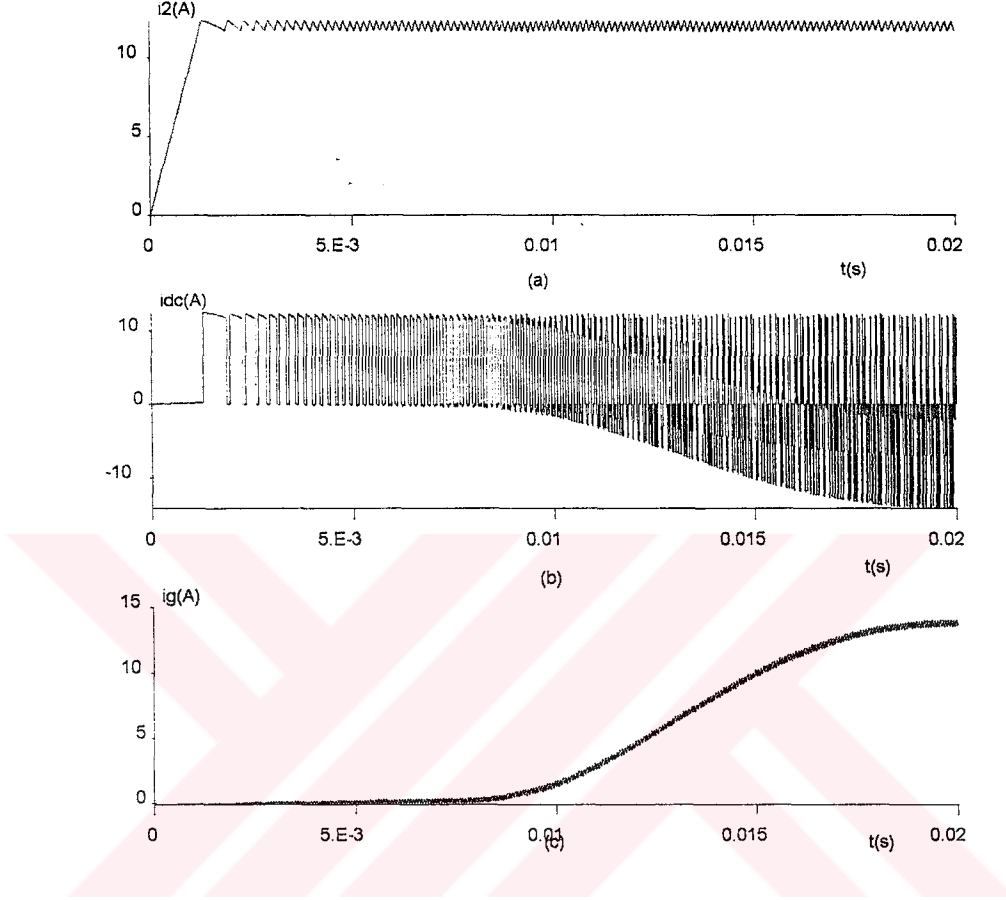
Şekil 4.18. Akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği duruma ait
 a) Hız eğrisi b) Konum eğrisi

Makinanın moment-hız ilişkisi ve akı-akım eğrisi ise Şekil 4.19. da görülmektedir.



Şekil 4.19. a) Moment-Hız karakteristiği b) 1 no'lu faz'a ait akı-akım eğrisi

Şekil 4.20. de ise kondansatör akımı ve sargı akımları verilmiştir.

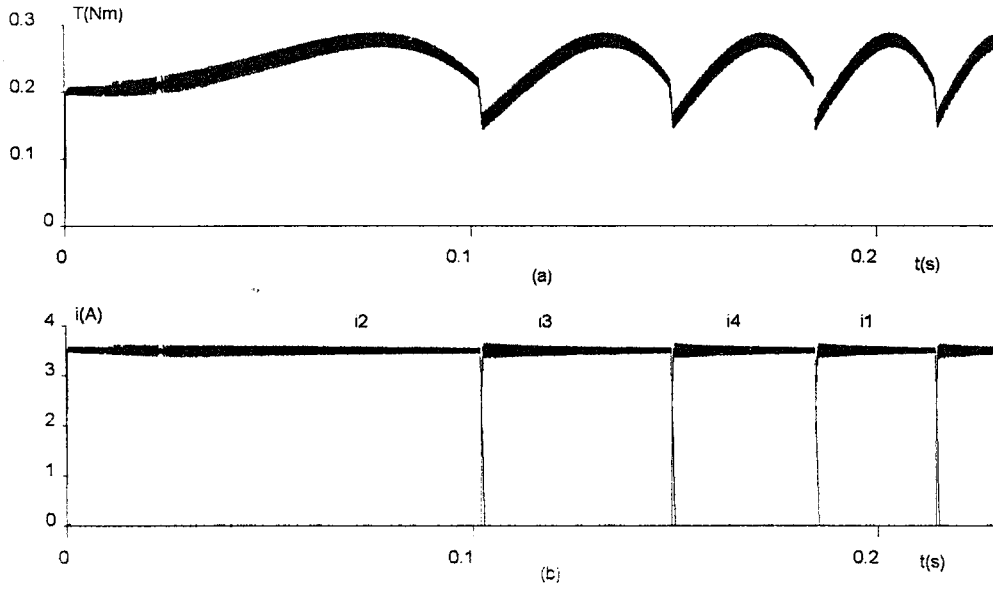


Şekil 4.20. Akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği durumda

- sargı akımı
- C-Dump diyot akımı
- C-Dump bobininin akımı

Akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği durumda şimdiye kadarki simülasyonlar belirli bir yük altında elde edildi ($T_L = k_p \cdot \omega$ ve $k_p = 0.4$ alındı). Şekil 4.21. de ise makinanın yüksüz durumu ($k_p = 0$) için moment ve akım çıktıları verilmiştir.

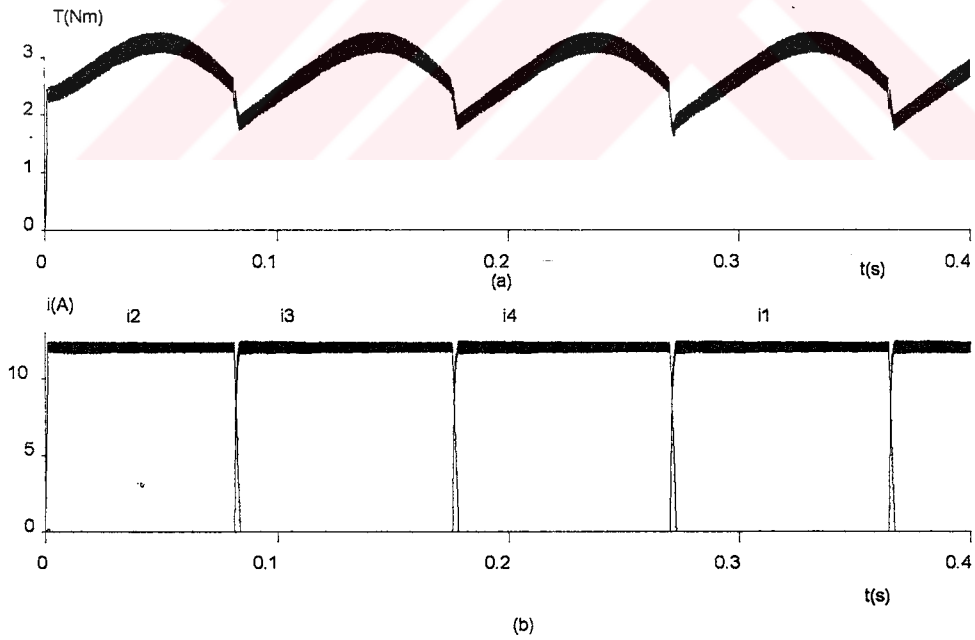
Makinanın yükü artırılarak ($k_p = 1$) elde edilen moment ve akım çıktıları ise Şekil 4.22. de verilmiştir.



Şekil 4.21. Akımların karelerinin kontrol edildiği ve yüksüz çalışan makinanın

a) Moment çıktısı

b) Akım çıktıları



Şekil 4.22. Akımların karelerinin kontrol edildiği ve $k_p=1$ iken

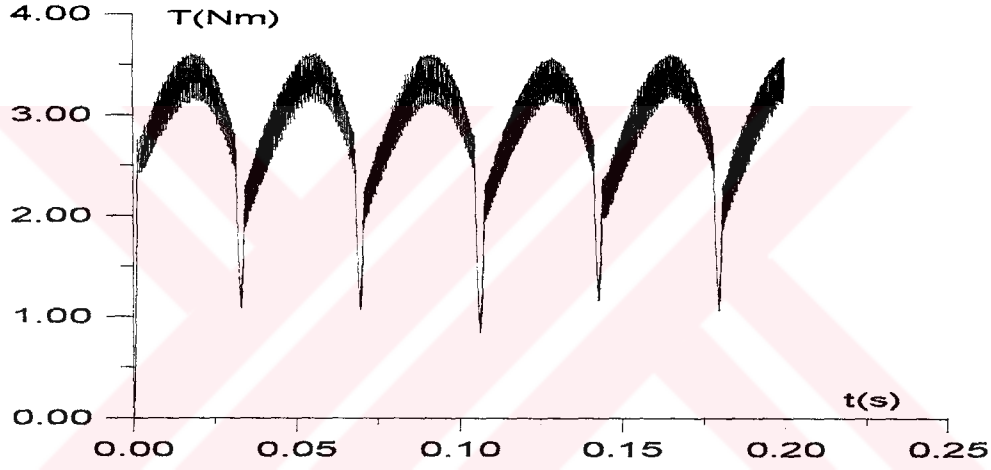
a) Moment çıktısı

b) Akım çıktıları

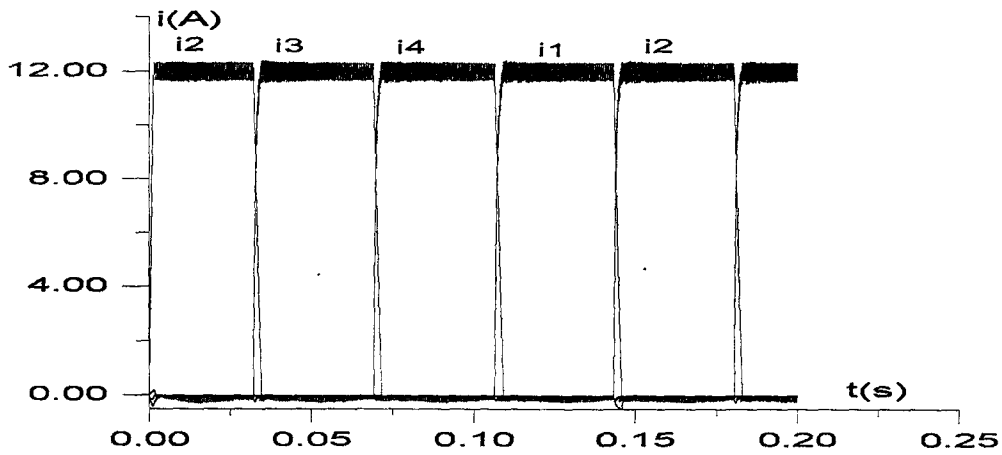
4.2.2. C++ yazılım programı ile yapılan simülasyon çalışmaları

Momentteki çökmeler, C++ yazılım programı ile hazırlanan simülasyon programı ile yapılan simülasyonlar ile giderilmeye çalışıldı. Simülasyon çalışmaları Bölüm 4.2.1.'deki şartlarda gerçekleştirildi.

a) Makinaya akım kontrolü uygulanarak momentteki çökmelerin giderilmeye çalışıldığı bu bölümde elde edilen simülasyon sonuçlarının, Bölüm 4.2.1.c'de Simnon 3.0 paket programı ile elde edilen sonuçlar ile hemen hemen aynı olduğu görülür (Şekil 4.23.)



(a)

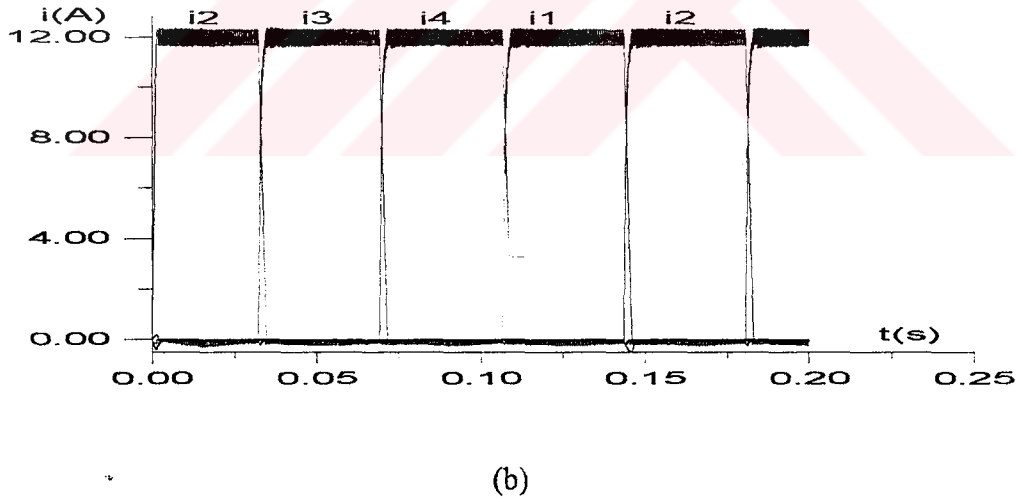
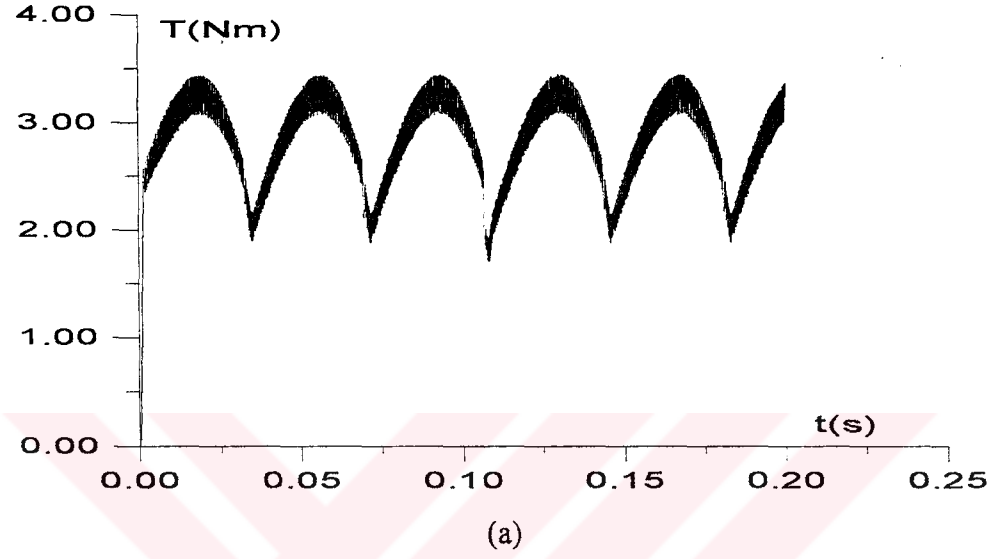


(b)

Şekil 4.23. Akım kontrolü ile elde edilen

a) Moment çıktısı b) Akım çıktıları

b) Bu bölümde ise sargı akımlarının kareleri kontrol edilerek momentteki çökmeler giderilmeye çalışıldı. Simülasyon çalışmaları Bölüm 4.2.1.d.'de elde edilen sonuçlar ile hemen hemen aynıdır ve çıkışlar oldukça başarılıdır.



Şekil 4.24. Akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği durumda

a) Moment çıktısı

b) Akım çıktıları

BÖLÜM 5

YENİ KONTROL TEKNİKLERİNİN ARM'YE UYGULANMASI

5.1. Giriş

Akımların veya akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği klasik kontrolde, moment eğrisinde alçak frekanslı dalgalanmalar oluştuğu görülür. Bu dalgalanmalar; hız kontrolü ile birlikte, akımların karelerinin toplamının kontrol edildiği kontrol teknikleriyle önlenabilir. Aynı zamanda klasik kontrolde hız eğrisinde oluşan dalgalanmalar da giderilmiş olur.

Bu bölümdeki simülasyon çalışmaları, C ++ yazılım diliyle hazırlanan özel program ile gerçekleştirilmiştir.

5.2. Fuzzy Lojik Kontrol

5.2.1. Giriş

Bulanık anlamına gelen fuzzy; olayların oluşum olasılığından çok oluşum derecesiyle ilgilenen bir kavramdır. Temelde insan düşünüş tarzını esas alan fuzzy lojik kontrol, uzman bilgiye dayalı bir sözel kontrol yönteminden, otomatik kontrol yöntemine dönüşüme araç olan bulanık kontrol temeline dayanır.

Fuzzy Lojik Kontrol, son zamanlarda ekonomi, ulaşım, yönetim, asansör , çimento sanayi, işlem kontrol sistemleri, eczacılık, trafik kontrol sistemleri, otomotiv sanayii gibi değişik alanlarda yoğun olarak uygulanmaya başlandı. Fuzzy lojik teorisini ilk kez 1965 de California Üniversitesi öğretim üyelerinden Azerbeycan asıllı Prof. Dr. Lotfi A. Zadeh gerçekleştirdi. Avrupada 1970 de Prof. Zimmermann ilk fuzzy lojik uygulamasını gerçekleştirirken, 1974 de Londra Üniversitesi öğretim üyelerinden

Prof.Dr. Abe Mamdani ilk fuzzy kontrol uygulamasını gerçekleştirerek bir buhar türbininin hızını ve verimini başarılı bir şekilde denetledi. Japonyada ise ilk fuzzy lojik uygulaması 1978 de gerçekleştirildi.

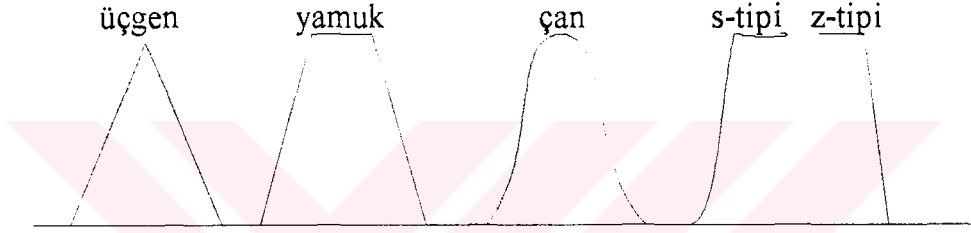
Fuzzy lojik, Boolean teorisindeki keskin mantık'ın aksine kesin olmayan veya esnek durumlarla ilgilenir. Fuzzy lojikteki bir değişken, küçük, orta, büyük vs. gibi dilsel ifadelerle tanımlanan değerler kümesine sahiptir. Bu dilsel ifadeler fuzzy kümeler ile nümerik olarak temsil edilir. Her fuzzy küme 0'dan 1'e kadar değişen (oysa Boolean kümesinde 1 veya 0) bir üyelik fonksiyonu ile tanımlanır. Fuzzy kontrol esnek bilgilerle ilgilenmesine rağmen, sağlam nicel matematik teorisine dayanır. Bir işletim kontrol sistemi için fuzzy lojik algoritması bir operatör, tasarımcı ve araştırmacının tecrübe ve sezgisinden oluşur. Fuzzy lojik bir sistemin tam matematiksel modeline ihtiyaç duymaz. Bu yüzden, fuzzy lojik, modeli bilinmeyen veya iyi tanımlanmamış işlem için bile uygundur. Elbette fuzzy lojik algoritması, sistemin fuzzy modeli ve öğrenme temelli bir uyarılama ile hassaslaştırılabilir. Fuzzy kontrol, lineer olmayan çok boyutlu kompleks sistemler, parametreleri değişen sistemler ve sensör işaretleri dakik ve kesin olmayan yerlerde de iyi çalışır. Son zamanlarda, lineer servo sürücülere uygulanan fuzzy kontrol daha hızlı cevap sağlamıştır. Fuzzy kontrol, parametre değişimi ve yük bozucu etkisi altında kararlı performans veren, lineer olmayan ve adaptif bir yapıya sahiptir (Sousa and Bose 1994).

Güç elektroniğinde fuzzy kontrol teorisinin uygulaması çok yenidir. Bir güç elektroniği sistemi genelde, parametreleri değişen lineer olmayan kompleks bir modele sahiptir ve kontrolün hızlı olması istenir.

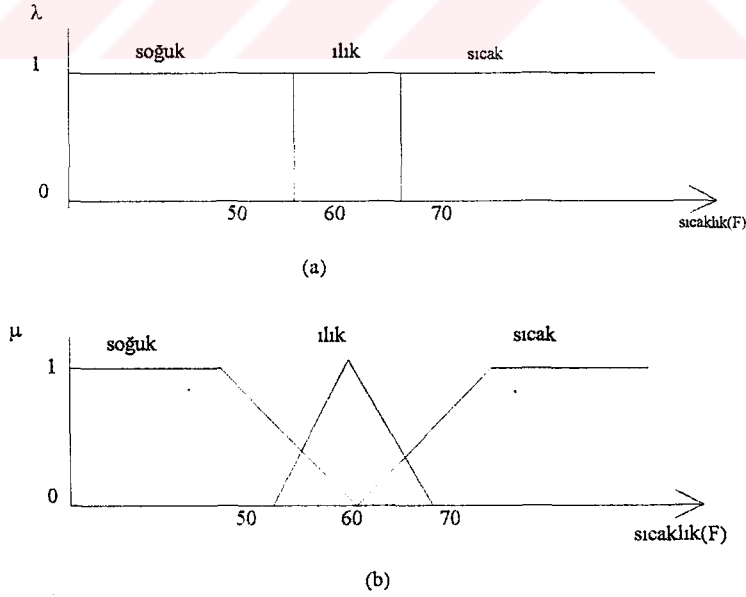
5.2.2. Fuzzy lojik teorisi

Bir fuzzy kümesi, izin verilen belli üyelik özelliğine sahiptir. Gerçekte, elemanın kümenin bir parçası olduğu veya olmadığı keskin veya konvensiyonel kümenin aksine, verilen bir eleman fuzzy kümenin 0'dan 1'e kadar değişen bir üyesi olabilir. Bu üyelik fonksiyonu Şekil 5.1.de gösterildiği gibi üçgen, yamuk, çan, s tipi, z tipi gibi olabilir. Şekil 5.2. bir teorik sıcaklık kontrol sisteminin durumunu göstermektedir. Şekil 5.2.a.

da, bir keskin sınıflandırma sağlanmıştır. Sıcaklık değeri $T=67$ °F sadece SICAK kümesinin bir elemanıdır. Şekil 5.2.b ile karşılaştırıldığında sıcaklık bir fuzzy değişkeni olarak gözönüne alınır ve $T=67$ °F hem ILIK hem de SICAK fuzzy kümelerinin kısmi üyesidir. Fuzzy değişkenler genellikle dilsel değişkenler olarak ifade edilir ve fuzzy kümeler onların dilsel değerlerinin (SOĞUK, ILIK, SICAK, Şekil 5.2.) matematiksel olarak gösterimidir. Bir fuzzy değişkenini tanımlamak için uygun olan nümerik aralık genellikle 'ifade uzayı' diye isimlendirilir (Ross 1995, Yager and Filev 1994, Jamshidi 1993).



Şekil 5.1. Çeşitli tiplerde üyelik fonksiyonları.



Şekil 5.2. Sıcaklık kontrol gösterimi

- a) keskin küme
- b) fuzzy küme

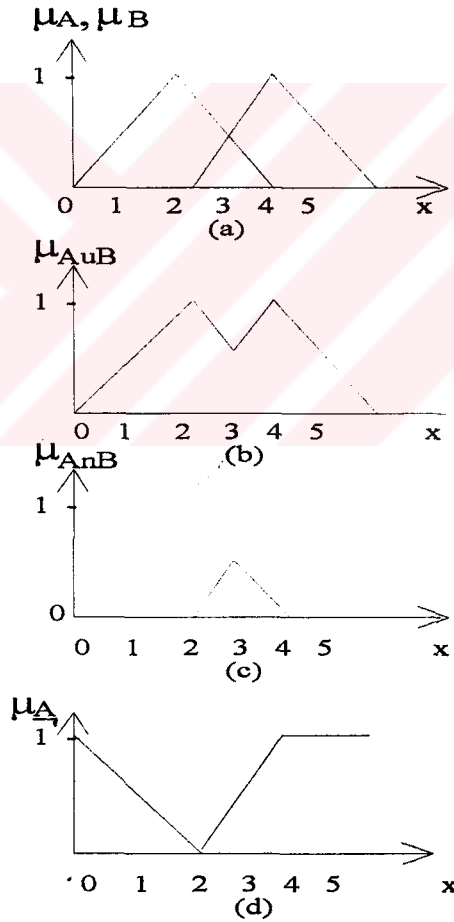
Özellikle kontrol teorisinde, aşağıda verilen Boolean teorisinin üç temel işlemi fuzzy küme teorisinde de geçerlidir (Lee 1990-a).

Birleşim: X ifade uzayında tanımlanmış A ve B olarak verilen iki fuzzy kümenin birleşimi, $A \cup B$ şu üyelik fonksiyonu ile X'in bir fuzzy kümesidir;

$$\mu_{A \cup B}(x) = \text{Max}[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (5.1)$$

burada x: X'in herhangi bir elemanıdır.

Şekil 5.3. üç temel özelliği göstermektedir.



Şekil 5.3. Fuzzy kümelerin temel çalışmalarını içeren

- x' de tanımlanmış orjinal fuzzy kümeler
- birleşme
- kesişme
- tümlenme

Kesişim: X ifade uzayının iki fuzzy kümesi A ve B'nin kesişimi $A \cap B$ şu üyelik fonksiyonu ile verilir;

$$\mu_{A \cap B}(x) = \text{Min}[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (5.2)$$

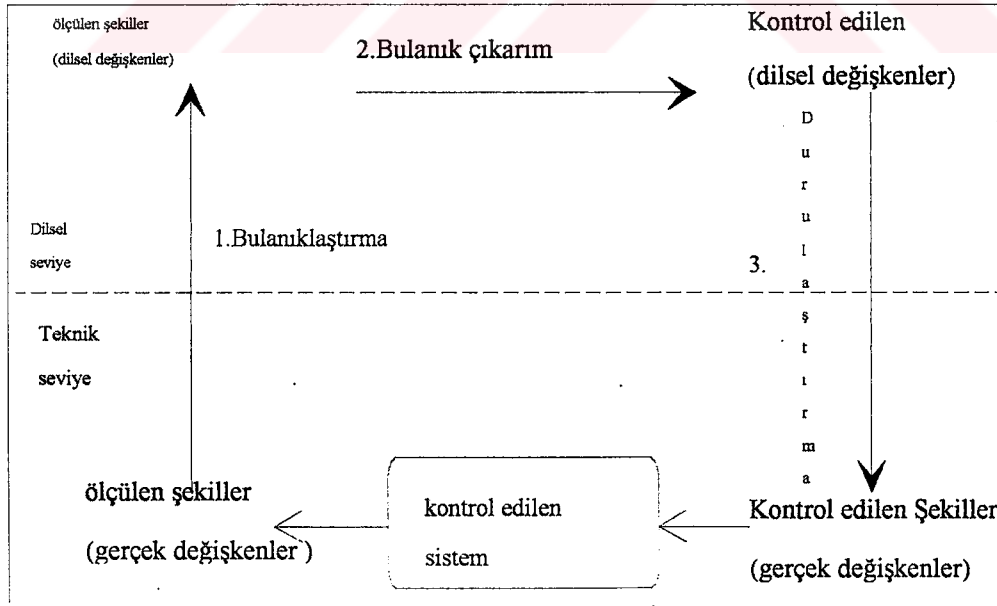
Tümleyen: X ifade uzayının bir kümesi olarak verilen A'nın tümleyeni $\neg A$ ile gösterilir ve üyelik fonksiyonu;

$$\mu_{\neg A} = 1 - \mu_A(x) \quad (5.3)$$

şeklinde verilir.

5.2.3. Bir fuzzy kontrolcunun yapısı

Bir fuzzy kontrolcunun temel yapısı Şekil 5.4. de verildiği gibidir.



Şekil 5.4. Bir fuzzy kontrolcunun yapısı

a) Bulandırıcı (fuzzier): Bu bölüm giriş değişkenlerini (gerçek sayıları) ölçer, onlar üzerinde bir ölçek değişikliği yapar ve fuzzy kümelere dönüştürür, yani onlara birer etiket vererek dilsel nicelik kazandırır.

b) Çıkarım Motoru (inference engine): İnsan beyninin düşünüş şeklinin bir benzetimi yapılmaya çalışılarak kurallar üzerinde fuzzy mantık yürütülen bölümdür.

Fuzzy sistemlerde kurallar esnek dilsel değişkenlerden oluşur. Bu kurallar üzerinde muhakeme ve bir sonuca varma EĞER-O HALDE türünden kuralların kullanımı ile gerçekleştirilir.

Bilgi: oda çok soğuksa peteklerin hepsini çalıştır.

Gerçek: oda biraz soğuk

Çıkarım: peteklerin bazılarını çalıştır

Görüldüğü gibi fuzzy çıkarımda, eldeki gerçeğin verilen bilgiden biraz farklı olduğu durumlar bir sorun oluşturmazlar. Çıkarım o yönde gelişir.

Fuzzy lojik teorisinin, EĞER-O HALDE yapısını kullanan yapay zekadan farkı, sembolik bir süreç olmaması ve kullandığı kural sayısının göreceli olarak çok daha az olmasıdır.

c) Veri tabanı (data base): Kural tabanında kullanılan fuzzy kümelerin üyelik işlevleri buradan çıkarım motoruna verilir.

d) Kural tabanı (rule base): Kontrol amaçlarına uygun dilsel kontrol kuralları buradan çıkarım motoruna verilir.

e) Durulandırıcı (defuzzier): Çıkarım motorunun fuzzy küme çıkışları (birden fazla çıkış olabilir) üzerinde gerekli ölçek değişikliklerini yapar ve bunları gerçek sayılara dönüştürür.

Fuzzy kontrol için, fuzzy karıştırma (fuzzy kurallar) ve fuzzy derleme (fuzzy çıkarım) önemlidir. Bir fuzzy kuralı, aşağıdaki gibi bir EĞER-O HALDE yapısına sahiptir;

EĞER ($x=A$ ve $y=B$ ise) O HALDE $z=C$ dir.

Burada x,y,z fuzzy değişkenlerdir ve A,B,C sırasıyla X,Y,Z ifade uzayında fuzzy alt kümeleridir. EĞER bölümündeki durum ifadeleri gerçekleşirse, O HALDE bölümündeki çıkış(lar) alınır.

Bir fuzzy kontrolcünün dizaynını sağlamak için, bir çok kuralı içeren bir fuzzy kural tabanı oluşturulmalıdır. Kural tabanının oluşturulması literatürde çeşitli yaklaşımlarla açıklanmıştır;

- *bir uzmanın bilgi ve deneyimine dayanır
- *sürecin bir fuzzy modelinin kullanılmasına dayanır
- *operatörün süreç içinde yaptığı işlemlere dayanır
- *öğrenen algoritmalar kullanılır.

Örnek olarak, bir anahtarlamalı relüktans motoru için teorik bir fuzzy hız kontrol sistemi düşünülün. Burada hız hatası (H) ve hatadaki değişim (HD), kontrol işaretindeki değişimleri (UD) saptamak için kullanılır. Burada sargı akımı I kontrol edilir. Kural tabanının bir kısmı şöyle olmalıdır:

Kural 1 : EĞER H sıfırsa ve HD sıfırsa O HALDE UD sıfırdır.

Kural 2 : EĞER H sıfırsa ve HD negatif küçükse O HALDE UD negatif küçüktür.

Kural 3 : EĞER H pozitif küçükse ve HD negatif küçükse O HALDE UD sıfırdır.

Burada hata (H), hatadaki değişim (HD) ve kontroldeki değişim (UD); pozitif küçük, negatif küçük gibi fuzzy kümeler ile verilen mümkün değerlerle fuzzy değişkenler olarak düşünülebilir. Şekil 5.2.de gösterildiği gibi, verilen nümerik bir değer birden fazla fuzzy kümenin elemanı olabilir. Bunun anlamı, H ve HD değerlerinin belirli bir giriş kısmı için, birden fazla kuralın harekete geçirilmesidir. Bu yüzden, harekete

geçirilen kontrol davranışlarını birleştirmek için bir yol olmalıdır. Fuzzy lojik terimlerinde, derleme işlemi bu gibi görevlerin yerine getirildiği mekanizmadır. Literatürde birçok derleme prensipleri önerilmesine rağmen yaygın olanı SUP-MIN (Supremum-Minimum) derlemedir (Wang 1994). Verilen bir kural tabanı için n boyutlu fuzzy ilişkileri (R) kurmak mümkündür (R 'nin n değişkenli bir fonksiyon olduğunu düşünelim). En basit durum, $\mu_R(x, u)$ üyelik fonksiyonu ile temsil edilen 2 boyutlu fuzzy ilişkinin sonucunda, tek giriş (x), tek çıkış (u) sistemidir. Bu durum için derleme işlemi şöyle ifade edilebilir:

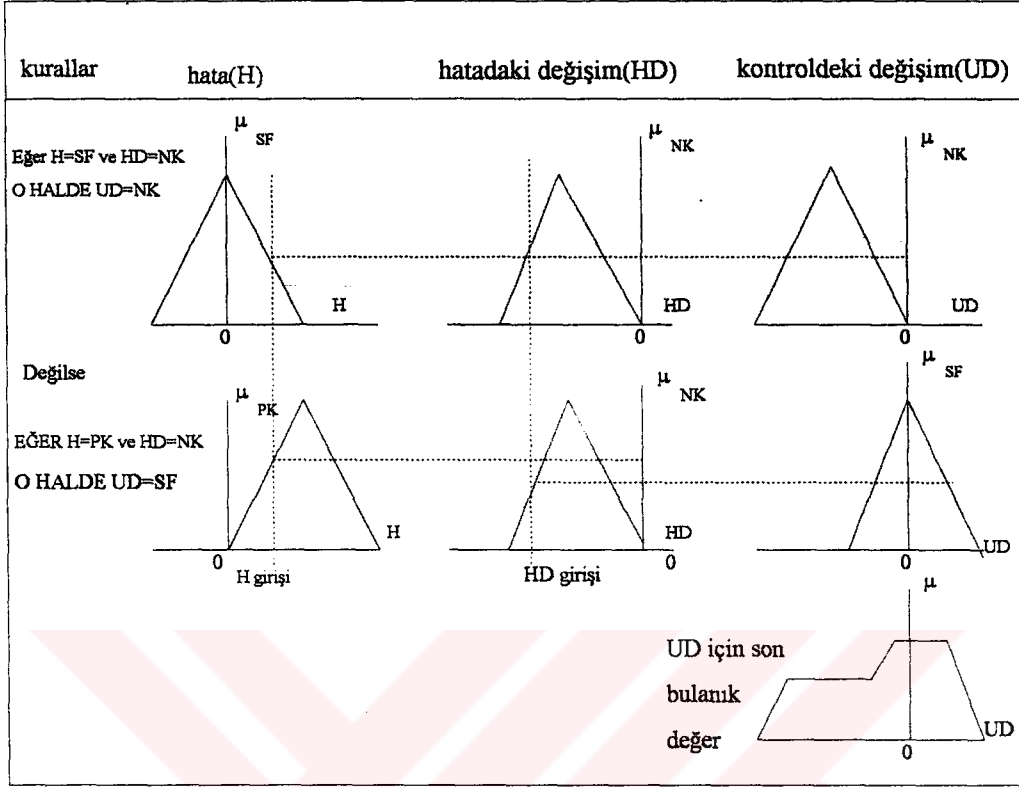
$$\mu_B(u) = \text{SUP}_x [\text{Min}(\mu_A(x), \mu_R(x, u))] \quad (5.4)$$

A: giriş (x) için bilinen fuzzy kümesidir.

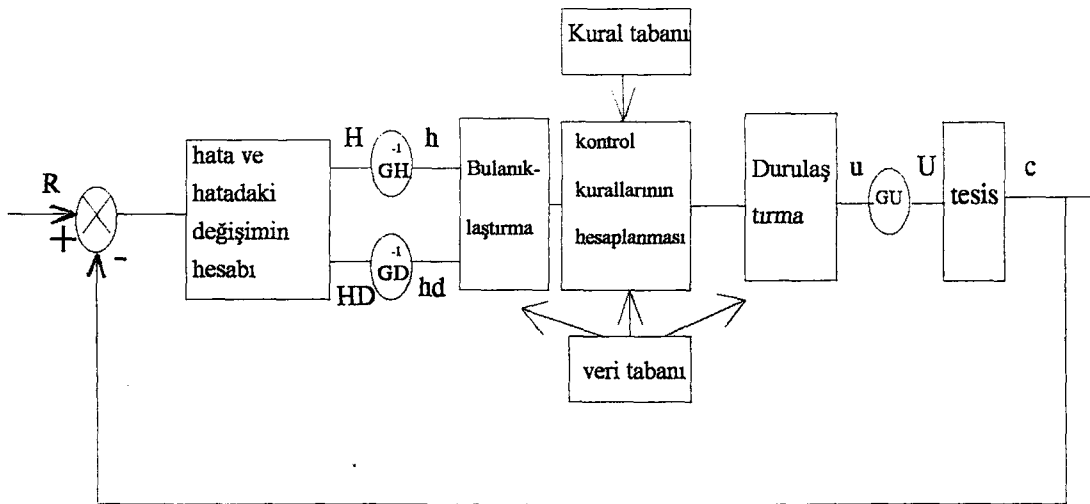
B: çıkış (u) için çıkarılan fuzzy kümesidir.

Pratikte bulanık ilişki (R) nadiren açıkça hesaplanır. Bunun yerine SUP-MIN derleme bir anda bir kural uygular ve her bir kontrol hareketi birleşme özelliği kullanılarak birleştirilir. Şekil 5.5. iki düzenli kural için SUP-MIN prensibi ile fuzzy derlemeyi göstermektedir. Her bir kuralın çıkış üyelik fonksiyonu MIN işlemi ile verilir oysa birleştirilmiş fuzzy çıkışı SUP işlemi ile verilir (Lee 1990-b).

Genel bir fuzzy kontrol sistemi Şekil 5.6. da verilmiştir. Kontrol işareti (U) iki durum değişkeni hata (h) ve hatadaki değişimden (hd) çıkarılır. h ve hd , gerçek H ve HD işaretlerinin ayrı ayrı kazanç faktörüne bölünerek elde edilen per-unit (pu) işaretleridir. Kuvvetli bir gözlemde, fuzzy kontrolcü sadece fuzzy nicelikleri işlemek için dizayn edilir. Bu yüzden bütün keskin giriş değerleri, kullanılmadan önce fuzzy kümelerle dönüştürülmelidir. Bu işlem, 'bulanıklaştırma işlemi' olarak adlandırılır. Şekil 5.5.de H ve HD olarak verilen giriş değerleri, diğer fuzzy kümelerle karşılaştırılmadan önce bu işlem ile fuzzy kümelerle dönüştürülür. Benzer şekilde, fuzzy kontrolcünün çıkışı (bir fuzzy kümesi) sistemin ihtiyaç duyduğu keskin değerlere dönüştürmek gereklidir. Bu işlem, 'durulaştırma işlemi' olarak adlandırılır ve 'ağırlık merkezi', 'yükseklik (maksimum) metodu', 'Tsukomoto' gibi birkaç metotla yapılabilir.



Şekil 5.5. SUP-MIN prensibi ile fuzzy derleme metodu.



Şekil 5.6. Fuzzy kontrollü bir sistemin temel yapısı

Ağırlık merkezi durulaştırma metodu, aşağıdaki ifadede görüldüğü gibi, çıkış keskin değerini çıkış üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezine bağlı olarak seçer:

$$U_0 = \frac{\int u\mu(u)du}{\int \mu(u)du} \quad (5.5)$$

Yükseklik metodunda, önce her bir kural için her bir çıkış üyelik fonksiyonunun merkezi hesaplanır. Sonra son çıkış, yalnız merkezlerinin ortalaması olarak hesaplanır. Yüksekliklerinin ağırlığı (üyelik derecesi) aşağıdaki gibidir:

$$U_0 = \frac{\sum_{i=1}^n u_i\mu(u_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(u_i)} \quad (5.6)$$

Sonuçta; bilgi tabanı kontrol kurallarında, bulanıklaştırma ve durulaştırma işlemlerinde kullanılan fuzzy alt kümelerin işlemsel tanımını sağlar.

5.2.4. Fuzzy kontrolün dezavantajları

Fuzzy kontrolün avantajlarına rağmen, ana dezavantajı kontrol sisteminin dizayn ve analizi için sistematik bir prosedürün eksikliğidir. Bu yüzden genellikle deneme yanılma yöntemi ile yaklaşım alınır. Bu ise zaman harcamaya neden olabilir. Fuzzy kontroldeki diğer bazı zorluklar:

1. Kural tabanının bütünlüğü eksiktir. Kontrolcü işlemin her durumu için anlamlı bir kontrol hareketi vermek zorundadır. Kurallar deneyime çok bağlıdır.
2. Üyelik fonksiyonunun şeklinin, alt kümelerin üstüste gelme derecelerinin ve bilgi sayısallaştırma seviyelerinin seçimi için belirli bir kriter yoktur. Deneme en uygun yoldur.
3. Bulanıklığın tanımlanması, kontrol kurallarının açıklanması zordur.

4. Veri tabanı oluşturma zordur.
5. Durulaştırma işlemi zordur.
6. Kontrol edilen sistemin bir kararlılık analizi yapılamaz. Sistemin nasıl cevap vereceği önceden tahmin edilemez. Yapılabilecek tek şey benzetim çalışmasıdır.

5.2.5. Fuzzy kontrol metodunun ARM'ye uygulanması

Servo uygulamalara ihtiyaç duyulan sistemlerde, fuzzy kontrolcülerin kullanılmasıyla ilgili bir çok çalışma dikkati çekmektedir (Kung and Liaw 1994, Tseng and Hwang 1993, Kandel and Langholz 1994, Sousa and Bose 1994). Bu kontrol sisteminde, hata ile ilgilenilir. Amaç, izleme hatasını minimum yapmaktır. Hata (H) ile kontrol girişi (U) doğru orantılıdır. Hata ne kadar büyükse, kontrol girişi de o kadar büyük olmalıdır. Aynı zamanda, hatanın değişim oranı (HD) da, kontrol girişinin belirlenmesinde önemli bir faktördür. Bu yüzden kontrol kuralları belirlenirken, hata ve hatanın değişimi kullanılır. Yani, $U = f(H, HD)$ 'dir (Lee 1993) .

Bilindiği gibi, servo uygulamalarda ARM'nin kullanılabilmesi için, akustik gürültü probleminin giderilmesi gerekir. Bu problemin kaynağını ise, özellikle servo uygulamalarda, aşırı moment dalgalanması oluşturur. Bu nedenle momentteki bu dalgalanmaların giderilmesi, akustik gürültü probleminin azaltılması demektir.

Bu bölümde; fuzzy kontrolcü ile motor çıkış hızını sabit tutmak suretiyle, referans akım değeri ayarlanarak, 8/6 ARM'nin kontrolü sağlandı. (3.80) no'lu moment formülünden, momentin akımın karesi ile doğru orantılı olduğu görülür. Bu yüzden, akımın değişimi motor momentini sabit bir değerde tutmaya çalışacaktır.

Kullanılan fuzzy kontrolcünün çalışma prensibi şöyledir:

Fuzzy çıkış büyüklüğü ,

$$U(k+1) = U(k) + UD(k) \quad (5.7)$$

şekindedir. Normal UD şöyle hesaplanır;

R_i : ŞAYET **H** (hata) A_i ise VE **HD** (hatanın değişimi) B_i ise OZAMAN **UD** (çıkış değişimi) dir.

$$u_i = \mu_A(H) \wedge \mu_B(HD) \quad (5.8)$$

$$\mu_{C_i'} = u_i \wedge \mu_{C_i} \quad (5.9)$$

$$D_i = \text{aam}(C_i') \quad (5.10)$$

$$UD = \frac{\sum_{i=1}^N u_i D_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \quad (5.11)$$

$\text{aam}(C_i')$: durulandırıcıda alanın ağırlık merkezi olarak hesaplanır.

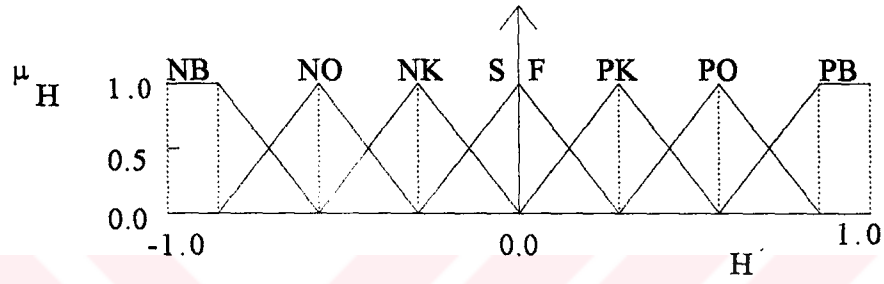
Fuzzy kontrolde kullanılan kurallar Tablo 5.1. de ve bunlara ait üyelik fonksiyonları da Şekil 5.7. de gösterilmiştir.

Tablo 5.1. Kontrol kuralları tablosu

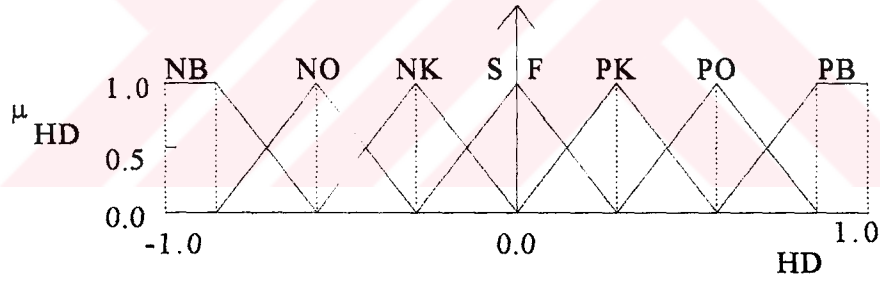
H HD	NB	NO	NK	SF	PK	PO	PB
NB	NB	NB	NB	NO	NK	NK	SF
NO	NB	NO	NO	NO	NK	SF	PK
NK	NB	NO	NK	NK	SF	PK	PO
SF	NB	NO	NK	SF	PK	PO	PB
PK	NB	NK	SF	PK	PK	PO	PB
PO	NB	SF	PK	PO	PO	PO	PB
PB	NB	PK	PK	PO	PB	PB	PB

Dilsel değişkenler anlam olarak aşağıdaki gibi ifade edilir :

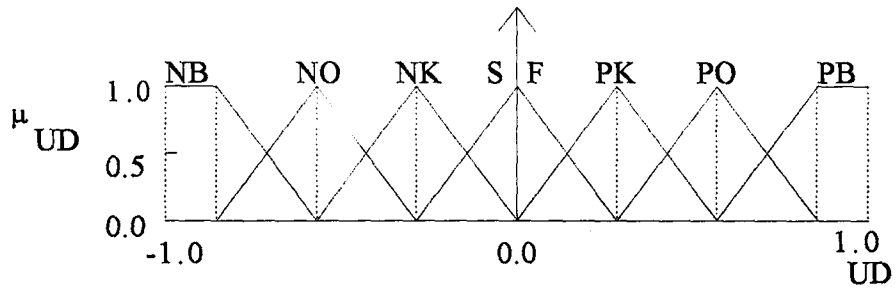
NB = Negatif Büyük
 NO = Negatif Orta
 NK = Negatif Küçük
 PK = Pozitif Küçük
 PO = Pozitif Orta
 PB = Pozitif Büyük
 SF = Sıfır



(a)



(b)



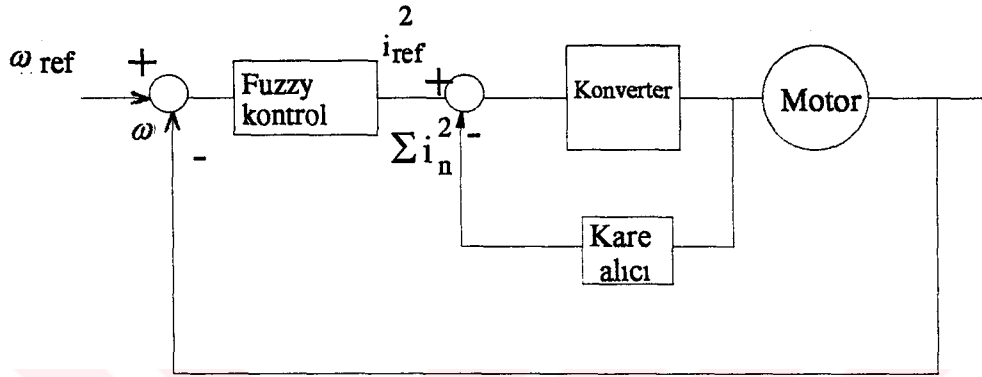
(c)

Şekil 5.7. Fuzzy kümeler

- a) Hata (H)
- b) Hatadaki değişim (HD)
- c) Kontrol çıkışı (U)

ARM'ye ait kontrol blok diyagramı ise Şekil 5.8'de görülmektedir. Referans akım, akımların karelerinin toplamını kontrol edecek şekilde ifade edilmiştir.

$$\dot{i}_{ref}^2 = i_1^2 + i_2^2 + i_3^2 + i_4^2 \quad (5.12)$$



Şekil 5.8. ARM'nin fuzzy kontrol blok diyagramı

5.2.6. Simulasyon sonuçları

C++ yazılım diliyle hazırlanan özel programla gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları aşağıda verilen şartlar altında gerçekleştirilmiştir.

Referans hız : 6.4 rad/s

Kaynak gerilimi.(Vk)..... : 300 V

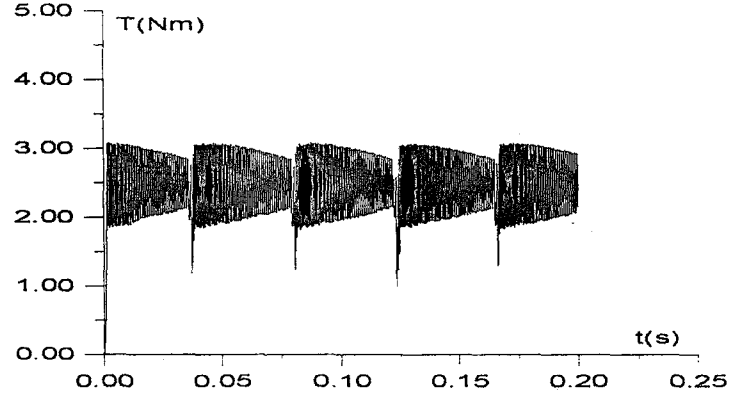
C-Dump anahtarlama frekansı : 15 kHz

Akımın maksimum değeri (Imax)..... : 12 A

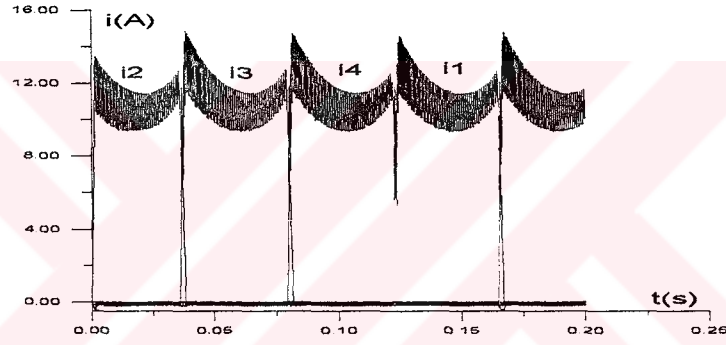
Yük momenti (sabit yük için).(Tl) : 25 Nm

Diferansiyel denklemlerin çözümünde 4. Dereceden Runga-Kutta metodu seçilmiştir. Aşağıdaki simülasyon çalışmaları ARM' nin lineer modeli üzerinde yapılmış olup, ortak endüktanslar dikkate alınmıştır.

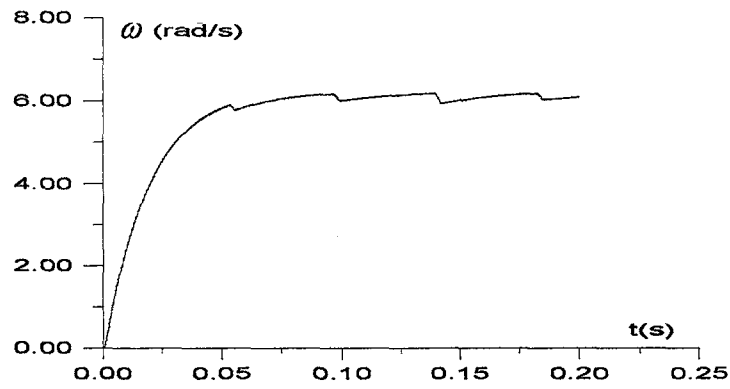
a) Makinaya akım kontrolü ile birlikte fuzzy kontrol uygulandığında elde edilen moment, akım ve hız çıkışlarında hala istenmeyen çökmeler görülmektedir (Şekil 5.9.).



(a)



(b)



(c)

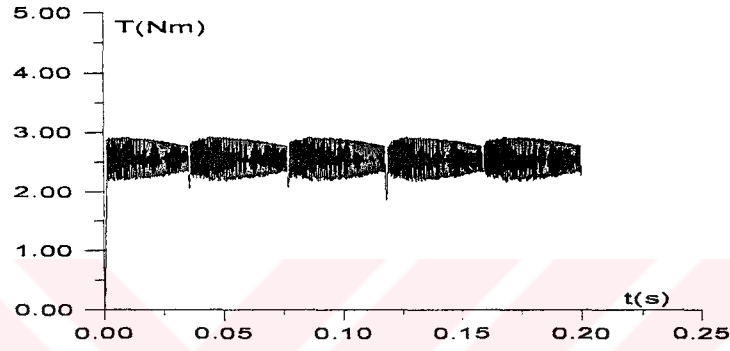
Şekil 5.9. Akım ve fuzzy hız kontrolü uygulanmış 8/6 ARM'nin

- a) Moment değişimi
- b) Faz akımları
- c) Hız değişimi

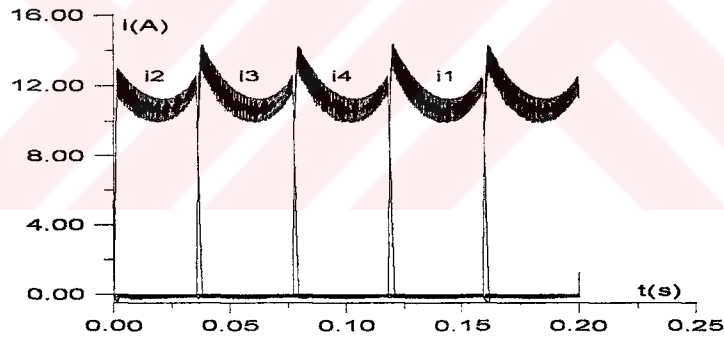
b) Lineer bölgede çalışma durumunda moment bağıntısı ;

$$T = \sum_{n=1}^4 \sum_{m=1}^4 \frac{I_n}{2} * \left(\frac{dL_{nm}}{d\theta} * I_m \right) \quad (5.13)$$

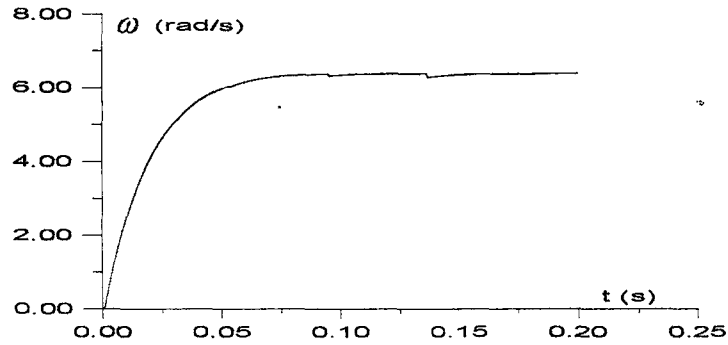
şeklindedir. Bu ifadeden de görüldüğü gibi moment (T) akımın karesiyle orantılı olarak değişmektedir. Şu halde akımların karelerinin toplamının kontrolü ile birlikte fuzzy kontrol uygulanarak daha iyi bir kontrol gerçekleştirilebilir (Şekil 5.10.).



(a)



(b)



(c)

Şekil 5.10. Akımların karelerinin toplamı ile birlikte fuzzy hız kontrolü uygulanmış

a) Moment Değişimi, b) Faz Akımları, c) Hız değişimi

Şekil 5.10. dan da görüldüğü gibi, akımların karelerinin toplamının kontrolü ile birlikte fuzzy kontrol uygulandığında elde edilen moment ve akım çıkışları oldukça başarılıdır. Böylece fuzzy kontrolle referans akım kontrol edilerek, moment dalgalanmalarında önemli oranda iyileşme sağlanmıştır. Ayrıca sadece klasik kontrolün uygulandığı durumda moment eğrisinde oluşan alçak frekanslı dalgalanmanın burada hız kontrolü ile giderildiği görülmektedir. Yine klasik kontrolde hız eğrisinde oluşan dalgalanmaların, fuzzy kontrol ile giderildiği görülmektedir.

5.3. Kayan Kipli Kontrol (KKK)

5.3.1. Giriş

Kayan kip (Sliding mode) ile 'değişken yapıli kontrol', 1950'lerde Sovyet Emelyanov ve arkadaşları tarafından geliştirildi. 'Sliding mode hareketi' terimi ise ilk olarak 1930'larda Nikolski tarafından kullanıldı (Hung et al.1993). Bu metot, ilk yıllarda 2. dereceden lineer sistemlere uygulanırken daha sonraları doğrusal olmayan sistemler, çok girişli/ çok çıkışlı sistemler, ayrık zamanlı modeller, büyük ölçekli ve sonsuz boyutlu sistemler gibi genel dizayn metotlarında da geliştirildi. Ayrıca kayan kipli kontrolün hedefleri "dengeleme" probleminden diğer kontrol fonksiyonlarına kadar büyük bir alana yayıldı. Aslında kayan kipli kontrolün gelişimi üç aşamada gerçekleşti:

1. KKK'nın ilkel durumu (1957-1970): Bu dönemde kayan kip'in varlığı, kararlılığı, zamanla değişen katsayılı sistemler, ölçülemeyen durum değişkenlerine sahip sistemler, sistem parametrelerinin karışıklığının ve harici bozucu faktörlerin etkileri üzerine çalışıldı.
2. Çok girişli lineer sistemler için KKK'nın durumu (1970-1980): Bu periyot boyunca, genel lineer sistemler için kayan kipli kontrol teorisi oldukça güçlü olarak belirlendi. Fakat sunulan KKK teorisi birçok uygulama için dikkate alınmadı. Sebebi ise;
 - i) KKK teorisi, lineer kontrol sistem dizayn tekniklerinin üstünlüğü ile gölgelendi.

ii) KKK sisteminin önemli kararlılık özellikleri henüz tam olarak tanınmadı veya değerlendirilemedi.

3. KKK'nın geliştirilmiş hali (1980'den bugüne kadar): 1980'den beri iki gelişme değişken yapıli kontrol sistemine ilgiyi artırdı:

- i) Kompleks sistemler için genel bir KKK dizayn metodunun geliştirilmesi
- ii) Sistem karışıklığı ve bozulmalarına karşı KKK sisteminin kesin olarak kararlılığının saptanması.

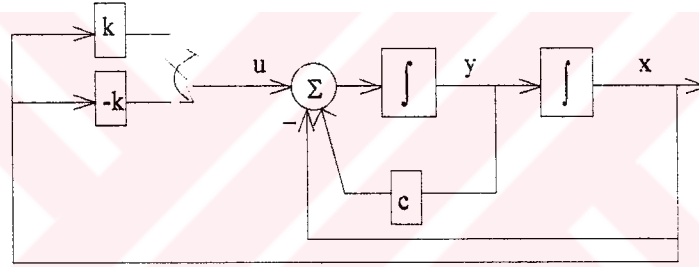
Bu, KKK'nın çok ayırıcı bir özelliğidir. Birçok durumda sonuçta 'değişmez' kontrol sistemleri elde edilir. 'Değişmez' kavramının anlamı; sistemin parametrik belirsizliklere ve dış bozucu etkilere karşı tamamen duyarsız olmasıdır. Bu yüzden KKK çok geniş bir uygulama alanı buldu: robot kontrolü, uçak kontrolü, güç sistemlerinin yük frekans kontrolü, motor kontrolü, servomekanizmalar, PWM kontrol, işlem kontrolü, güç konverterleri vs.

KKK, genel bir kontrol metodu olarak iyi kurulmuştur. Hala bazı problemleri olmasına rağmen profesyonelce uygulanabilirliği gittikçe artmaktadır. KKK, kontrol mühendisleri için oldukça cazip bir yöntemdir. Çünkü KKK'nın temel kabulleri oldukça anlaşılırdır ve endüstriyel elektronik alanındaki bir çok uygulamalarında çok iyi bir performansa sahiptir. Daha önemlisi KKK, diğer kontrol sistemlerinin iyi uygulanamadığı bir çok kontrol sistemlerinde uygulanabilmektedir. KKK sistemlerinin dizayn ve teorik analizlerinin iyileştirilmesi yönünde çalışmalar devam etmekle beraber bütün endüstriyel alanlardaki deneysel araştırmalar da çok ciddi bir şekilde sürmektedir. Bazı çalışmaların sonuçları KKK'nın kullanımının, pratik mühendislik uygulamalarında güvenilirliğini arttırmaktadır.

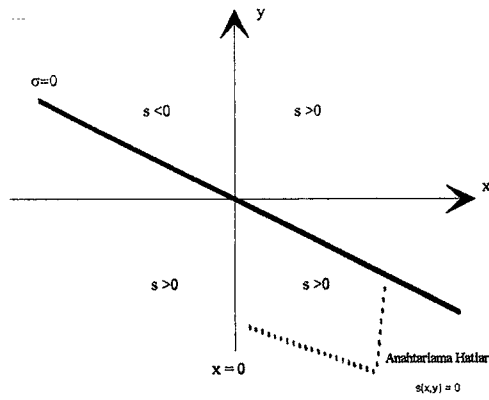
Bu özelliklerinden dolayı, teori ve pratikte KKK metodunun geliştirilmesi ve araştırılması için yapılan çalışmalar beş bölümde sınıflandırılabilir:

- a) Farklı sistem modelleri için geliştirilmesi: doğrusal olmayan sistemler, ayrık sistemler vs.
- b) Kontrol amacının genişletilmesi: model takibi, durum gözleme, adaptif ve optimal kontrol vs.
- c) Ek özelliklerinin araştırılması: kontrol titreşiminin azaltılması, ulaşma modunun kararlılığı vs.
- d) Kesin karakteristikleri içeren KKK kurallarının belirlenmesi.
- e) Değişik mühendislik problemlerinde uygulanması.

5.3.2. Kayan kipli kontrolün temel gösterimi



(a)



(b)

Şekil 5.11. Basit bir KKK örneği

a) sistemin modeli

b) anahtarlama mantığı ile tanımlanan bölgeler

Şekil 5.11.'deki devre aşağıdaki gibi 2. dereceden bir sistem ile gösterilebilir:

$$\dot{x} = y$$

$$\dot{y} = c * y - x + u \quad (5.14-a)$$

$$u = -\psi * x$$

burada;

$$s(x, y) > 0 \Rightarrow \psi = k \quad (5.14-b)$$

$$s(x, y) < 0 \Rightarrow \psi = -k$$

ve,

$$s(x, y) = x * \sigma \quad (5.14-c)$$

$$\sigma = \frac{c}{k} * x + y$$

(5.14-c)'deki $s(x,y)$ değişkeni iki fonksiyon üretir;

$$x=0 \text{ ve } \sigma=0 \quad (5.15)$$

dir. (5.14-c) denklemindeki x ve σ fonksiyonları faz planını (xy planı) bölgelere ayıran '**hatları**' tanımlar. Şekil 5.11-b.'de gösterildiği gibi, bu bölgelerde $s(x,y)$ farklı işaretlere sahiptir. Bu hatlar '**anahtarlama hatları**', $s(x,y)$ de bir '**anahtarlama fonksiyonu**' olarak adlandırılır. Hatlar $s(x,y)$ nin sıfır olduğu faz planında 'noktalar kümesini' de tanımlar. Bu küme '**anahtarlama yüzeyi**' olarak adlandırılır. m girişli n . dereceden bir sistem $2^m - 1$ tane anahtarlama yüzeyine sahiptir.

Geribesleme kazancı ψ , $s(x,y)$ nin işaretine göre anahtarlanır. Bu yüzden sistem, faz planının iki bölgesinde iki farklı matematiksel model ile tanımlanır. I. Bölge için:

$$s(x,y) = x * \sigma > 0$$

$$\dot{x} = y \quad (5.16)$$

$$\dot{y} = c * y - x - k * x$$

II. Bölge için:

$$s(x,y) = x * \sigma < 0$$

$$\dot{x} = y \quad (5.17)$$

$$\dot{y} = c * y - x + k * x$$

(5.16) ve (5.17) no'lu denklemler için faz planı yörüngeleri Şekil 5.12. a ve b 'de gösterilmiştir. (5.16) no'lu denklemin denge noktası orjinde kararsız bir odak noktasıdır. (5.17) no'lu denklemin denge noktası da kararsız ve orjinde bir semer şeklindedir. Sistem için sonuçta oluşan portre ise Şekil 5.12.-c'de gösterildiği gibi, anahtarlama hattı boyunca bir yörüngedir. Bütün faz portresini belirlemek için, sistemin yörüngesi $s(x,y)=0$ kümesinde tanımlanmalıdır. I ve II bölgelerinin faz yörüngeleri, $x=0$ hattında herhangi bir belirsizlik olmaksızın birleştirilir. Hatta;

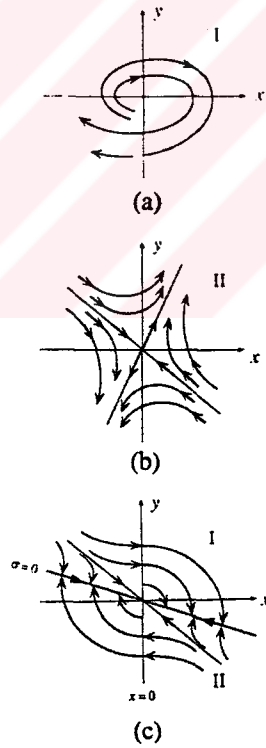
$$\sigma = \frac{c}{k} * x + y = \frac{c}{k} * x + \dot{x} = 0 \quad (5.18)$$

dır. Bu ise dinamik bir denklemdir. Sistemin faz portresi, hareket yönünde mümkün olan süreksizliklerden hariç $x=0$ hattında hareket karakteristiklerinin seyrek olmadığını gösterir. Ancak, $\sigma = 0$ hattı sadece hattın iki kenarından gelen bu yörüngelerin son

noktalarını içerir. Bu noktalar $\sigma=0$ hattı boyunca özel bir yörünge meydana getirir. Bu hareket '**kayma modu**' diye adlandırılır. Eğer s 'deki her nokta bir son noktaysa yani s 'deki her nokta için s 'nin iki kenarından yükselen yörüngeler varsa, o halde s anahtarlama yüzeyi '**kayma yüzeyi**' olarak adlandırılır.

Faz yörüngesi genellikle sistemin iki modunu temsil eden iki bölümü içerir:

- Faz planında herhangi bir yerden başlayan, bir anahtarlama hattına doğru hareket eden ve sonlu zamanda hat'ta ulaşan yörüngeye '**ulaşma modu**' denir.
- Faz planının orjinine doğru asimtotik olarak yönelen yörüngeye '**kayma modu**' denir. (Utkin,1993)



Şekil 5.12. Faz portreleri
 a. (5.16) no'lu denklem için
 b. (5.17) no'lu denklem için
 c. Komple faz portresi

Bir KKK sisteminin komple cevabı ise: ulaşma, kayma ve kararlı hal modu olmak üzere üç farklı durumu içerir. Bir sistemin kararlılığı, burada özel bir durum olarak sabit durumu içeren sistemin son periodik durumu olarak tanımlanır. Sonlu gecikmeler bütün fiziksel elemanların aslından olduğu için, kayma ve kararlı hal durumları, daima istenmeyen titreşimler (chattering) bulundurulur. Bir KKK sisteminin verimi; cevap karakteristikleri, kararlılığı ve titreşimin şiddeti ile ölçülür.

Bu örnekte KKK sisteminin dört tasarım özelliği gözlenebilir:

- a) Faz planının merkezi, sistemin denge durumunu temsil ettiğinden dolayı, kayma modu geçici periyot boyunca sistemin davranışını temsil eder. Yani $\sigma=0$ 'ı tanımlayan hat, kayma modu boyunca sistemin geçici cevabını tanımlar.
- b) Kayma modu boyunca yörünge dinamikleri (5.18) orjinal modelden (5.14) daha düşük derecededir.
- c) Kayma modu boyunca, sistem dinamikleri sadece $\sigma=0$ hattını tanımlayan parametreler ile idare edilir.
- d) Kayma modu (5.16) veya (5.17) ile tanımlanan iki yapının kendi özelliklerinden kaynaklanmayan bir yapıdır.

Kontrol işlemi boyunca, kontrol sisteminin yapısı (Şekil 5.11-a,b) bir yapıdan (5.16) diğerine (5.17) doğru değişir. Bu yüzden '**değişken yapıli kontrol**' (variable structure control) (VSS) ismini alır. Sliding modun önemini vurgulamak için kontrol, sık sık '**Sliding mode kontrol**' olarak da adlandırılır. Değişken yapıli kontrol sistemi, kayan kip olmaksızın da tasarlanabilir. Fakat kayan kipi avantajlarına sahip olamaz.

5.3.3. Ayrık zamanlı sistemler

Bu sistemlerde kontrol yapısı sürekli sistemlerdekine benzerdir. Ancak, ayrık zamanlı KKK sistemlerinin karakteristikleri iki yönden farklıdır:

a) Ayrık zamanlı KKK sistemleri sadece 'güya kayma' modlarındadır. Yani sistem durumu anahtarlama yüzeyine yaklaşabilir. Fakat genellikle anahtarlama yüzeyinde kalmaz. Bu yüzden kontrol hareketi sadece örnekleme anlarında harekete geçirilir ve kontrol çabası her örnekleme periyodunda sabittir.

b) Durum, anahtarlama yüzeyine ulaştığında sonraki ayrık zamanlı anahtarlama, durumu yüzeyde tutmak için eşdeğer kontrolü üretmez. Bu yüzden, ayrık zamanlı KKK sistemleri, sürekli sistemlerde bulunan değişmez özellikleri ihtiva etmez. (Gao 1995)

5.3.4. Kayma ve kararlı hal durumlarında titreşim (Chattering)

KKK sistemlerinin analiz ve dizaynında, kontrolün bir değerden diğerine hızla anahtarlanaarak yapıldığı kabul edilir. Pratikte bu mümkün değildir. Bunun birkaç sebebinden birincisi; kontrol hesabı için sonlu zaman gecikmesinin varlığı, ikincisi; fiziksel elemanların sınırlamasıdır. Mesela d.c. servomotor kontrol dizaynında sistem girişinin akım olduğu varsayılır. Sarım endüktansından dolayı sonsuz hızlı oranda anahtarlama akımı mümkün değildir. Bu yüzden bir KKK sisteminin kayma ve kararlı hal modlarında daima titreşim oluşur. Kararlı halde, titreşim arzulanan denge noktası çerçevesinde yüksek frekanslı osilasyon olarak görülür. Titreşim daima istenmediğinden dolayı bunun giderilmesi gerekir. (Kawamura, 1994)

5.3.5. KKK probleminin ifadesi

Öncelikle şu şartların sağlanması gerekir:

a) m anahtarlama fonksiyonları, $s(x)$ gibi bir vektör yapısında oluşturulmalıdır. Bunun fiziksel anlamı şudur: verilen sistemden daha düşük dereceli istenen sistem dinamiklerini oluşturmak için $s(x)=0$ anahtarlama yüzeyi dizayn edilmelidir.

b) Sonlu zamanda $s(x)=0$ kümesine ulaşarak ulaşma şartını gerçekleyen ulaşma modlarına sahip KKK $u(x,t)$ dizayn edilmelidir.

Kontrol sistemi aşağıdaki gibi bir durum denklemi ile ifade edilebilir:

$$\dot{x} = f(x) + B * u(t) \quad (5.19)$$

burada: $\text{rank}(B)=m$ ($m \neq 0$), $\text{dim}(B)=n*m$, $\text{dim}(f(x))=n*1$, $\text{dim}(u)=m*1$, $f(x)$ sürekli bir fonksiyon ve $u(t)$ ise süreksiz bir fonksiyondur.

Şu halde, kayan kipli kontrolde amaç; hatayı anahtarlama yüzeyine getirerek, kararlı bir çözüm için sistemin hareketinin kayma yüzeyinin (s) üzerinde kalmasını sağlamaktır. Yani $\sigma(x,t)=0$ olmalıdır. Kayma yüzeyinde sistem, dış bozucu etkilere ve parametre değişimlerine karşı duyarsızdır. Kayma yüzeyi şu şekilde seçilebilir:

$$s = \{x: \sigma(x, t) = 0\} \quad (5.20)$$

1. Metot

Kayma yüzeyi denklemini şu şekilde seçilebilir:

$$\sigma(x, t) = G * (x_{\text{ref}} - x) \quad (5.21)$$

burada; $\text{rank}(G)=m$, x_{ref} :referans durum vektörü, G : kayma yüzeyinin eğimini gösteren sabit matristir.

$$\sigma(x, t) = \phi(t) - \sigma_a(x) \quad (5.22)$$

burada; $\phi(t) = G * x_{\text{ref}}(t)$ ve $\sigma_a(x) = G * x$ dir.

Eşdeğer Kontrol: Kayma fonksiyonunun türevini sıfır yapan kontroldür. Yani; $\dot{\sigma} = 0$ ise $u=u_e$ dir. (5.19) ve (5.22) no'lu denklemlerden;

$$\frac{d\sigma(x, t)}{dt} = \frac{d\phi(t)}{dt} - \left\{ \frac{\partial \sigma_a(x)}{\partial x} \right\} * \frac{dx}{dt} = \frac{d\phi(t)}{dt} - G * [f(x) + B * u(t)] \quad (5.23)$$

burada; $\text{rank}(G*B)=m$, $G*B=m*m'$ dir ve $(G*B)^{-1}$ mevcut olmalıdır.

$$\frac{d\phi(t)}{dt} - G * (f(x) + B * u_e(t)) = 0 \quad (5.24)$$

Şu halde;

$$u_e(t) = -(G * B)^{-1} * (G * f(x) - \frac{d\phi(t)}{dt}) \quad (5.25)$$

şeklinde bulunur. Bu metot sistem hakkında tam bilgi gerektirir. Ayrıca başlangıç şartları da gereklidir. Dezavantajlarından birisi de kararlı hal ve başlangıç şartı hata problemlerini çözememesidir. Kontrolör çıkışının pürüzsüz olması avantajdır. (Gao and Hung, 1993)

2. Metot

$$\sigma(x, t) = G * (x_{ref} - x) = \phi(t) - \sigma_a(x) \quad (5.26)$$

olarak seçilmiştir. Öncelikle Lyapunov fonksiyonu şöyle seçilir:

$$v = \sigma^T(x, t) * w * \frac{\sigma(x, t)}{2} > 0 \quad (5.27)$$

burada; $w=w^T$ =sabittir.

$$\frac{dv}{dt} = -\sigma^T(x, t) * D(x, t) * \text{sign}(\sigma) < \phi \quad (5.28)$$

Burada; $D(x,t) > \phi$ dır.

Denklem (5.27)'nin türevi alınarak (5.28)'e eşitlenirse;

$$w * \frac{d\sigma}{dt} = -D(x,t) * \text{sign}(\sigma) \quad (5.29)$$

bulunur. (5.23) ve (5.29) no'lu denklemlerden;

$$u(t) = (W * G * B)^{-1} * \left[-W * G * f(x) + W * \frac{d\phi(t)}{dt} + D * \text{sign}(\sigma) \right] \quad (5.30)$$

burada W birim matristir. Şu halde kontrolör;

$$u(t) = u_e(t) + (G * B)^{-1} * D * \text{sign}(\sigma) \quad (5.31)$$

$$u_e(t) = -(G * B)^{-1} * \left(G * f(x) - \frac{d\phi(t)}{dt} \right) \quad (5.32)$$

şeklinde bulunur. Bu metot, daha önce eşdeğer kontrol metodu ile dizayn edilen kontrolöre yeni bir terim ekler. Bu terim kayma fonksiyonunun işareti ile orantılıdır.

Bu metot 1. metottan iyidir. Kararlı hal problemini çözer. Fakat bu metodu da kullanabilmek için bütün sistem parametrelerinin bilinmesi gerekir. Çünkü eşdeğer kontrolün hesabı bütün sistem parametre bilgilerini gerektirir.

3. Metot

Bu metot eşdeğer kontrolün kestirimi şeklindedir. Eğer $f(x)$ ve B matrisleri iyi bilinmiyorsa hesaplanan eşdeğer kontrol gerçek eşdeğer kontrolden çok farklı olabilir. Bu yüzden eşdeğer kontrolün hesabı için ortalama alan bir filtre dizayn edilmelidir. (5.31) ve (5.32) no'lu denklemleri yeniden incelenirse:

$$\tau * \dot{\tilde{u}}_e + \tilde{u}_e = \tilde{u} \quad \text{ve} \quad \tilde{u}_e \equiv u_e \quad (5.33)$$

$$\tilde{u}_e = \frac{u}{\tau * s + 1} \quad (5.34)$$

bunun gerçekte düşük geçişli bir filtre olduğu görülür. Burada $1/\tau$ kesim frekansdır.

Şu halde;

$$u(t) = \tilde{u}_e(t) + K * \text{sign}(\sigma) \quad (5.35)$$

burada; $K=(G*B)^{-1} * D$ dir.

Eşdeğer kontrol gerçekte toplam kontrolün ortalamasıdır. Bu yüzden kestirim için bir ortalama alan filtre dizayn edilir. Kontrol hesabı için geri besleme sonraki kontrolde uygulanır. Bu metot daha az sistem bilgisi gerektirir ve iyi çalışır.

4. Metot

Sürekli bir kontrol hareketi olduğu zaman KKK'nın önemli dezavantajları;

- Modellenmemiş dinamikler titreşime neden olur.
- Eğer sürekli kontrol uygulanıyorsa ayrık zamanda gerçekleşen titreşimden sakınılamayabilir. Bu yüzden ayrık zamanlı ve diğer sistemlerde pürüzsüz giriş şarttır.

$$\sigma = G * (x_{ref} - x) = \phi(t) - \sigma_a(x) \quad (5.36)$$

olarak seçilmiştir. Öncelikle bir aday Lyapunov fonksiyonu seçelim:

$$v = \sigma^T(x, t) * \frac{\sigma(x, t)}{2} > 0 \quad \text{ve} \quad \frac{dv}{dt} = \sigma^T * \dot{\sigma} \quad (5.37)$$

Lyapunov fonksiyonunun türevi ise sıfırdan küçük olmalıdır.

$$\frac{dv}{dt} = -\sigma^T(x, t) * D * \sigma(x, t) < 0 \quad (5.38)$$

Lyapunov'un kararlılık kriterleri: $v > 0$ ve $\dot{v} < 0$ dır. Şu halde (5.37) ve (5.38) no'lu denklemlerin eşitliğinden;

$$\dot{\sigma}(x, t) + D * \sigma(x, t) = 0 \quad (5.39)$$

Bu denkleme dikkat edilirse, kayma fonksiyonu sonsuzda sıfıra gider. Fakat sıfırın çok yakınına götürülmelidir. Yani $\dot{v} < -\varepsilon$ olmalıdır.

(5.23) ve (5.39) no'lu denklemlerden;

$$\frac{d\phi(t)}{dt} - G * f(x) - G * B * u(t) = -D * \sigma(x, t) \quad (5.40)$$

eşdeğer kontrol için (5.25) no'lu denklem kullanılarak;

$$(G * B) * (u_e(t) - u(t)) = -D * \sigma(x, t) \quad (5.41)$$

Şu halde kontrol;

$$u(t) = u_e(t) + (G * B)^{-1} * D * \sigma(x, t) \quad (5.42)$$

burada; $u_e(t) = -(G * B)^{-1} * (G * f(x) - \frac{d\phi(x)}{dt})$ dir.

Şabanoviç (1994), titreşimi önlemek için bir metot önerir. Bu metoda göre de Lyapunov fonksiyonu seçilir. Fakat Lyapunov fonksiyonunun türevi için aday farklıdır. Dizayn sonuçları bu kez kayma fonksiyonu ile orantılı bir terim içerir. Ayrık

zamanlı sistemlerde de uygulanabilen bu metot, titreşim problemini çözer ve iyi sonuçlar verir. Fakat sistem hakkında komple bir bilgi gerektirir. Bu yüzden bu metoda bazı kestirim metotlarının uygulanması gerekir.

5. Metot

a) **1.Kestirim Metodu:** (5.42) no'lu denklemini eşdeğer kontrol yaklaşımı ile yazılırsa;

$$u(t) = \tilde{u}_e(t) + (G * B)^{-1} * D * \sigma(x, t) \quad (5.43)$$

Burada \tilde{u}_e , 3. metotta önerilen yaklaşım metodu ile yani (5.33) ve (5.34) no'lu denklemler kullanılarak bulunabilir.

b) **2.Kestirim Metodu:** (5.23) ve (5.25) no'lu denklemlerden;

$$\frac{d\sigma(x, t)}{dt} = (G * B) * (u_e(t) - u(t)) \quad (5.44)$$

Buradan;

$$u_e(t) = u(t) + (G * B)^{-1} * \frac{d\sigma(x, t)}{dt} \quad (5.45)$$

t anındaki eşdeğer denetimi $u_e(t)$ hesaplayabilmek için t anındaki $u(t)$ 'nin, t anındaki $u(t)$ 'nin hesaplanabilmesi için de t anındaki $u_e(t)$ 'nin bilinmesi gerekir. Bu yüzden (5.45) no'lu denklem direkt kullanılamaz. Bunun için $u(t)$ 'nin kısa zamanda fazla değişmediği yani sürekliliği dikkate alınır (5.45)' de bir zaman gecikmesiyle $u(t) = u(t - \Delta t)$ yazılabilir. Sonuçta elde edilen eşdeğer denetimin kestirimi;

$$\tilde{u}_e(t) = u(t - \Delta t) + (G * B)^{-1} * \frac{d\sigma(x, t)}{dt} \quad (5.46)$$

olarak yazılabilir. Şu halde (5.43) ve (5.46) no'lu denklemlerden;

$$u(t) = u(t - \Delta t) + (G * B)^{-1} * \left[D * \sigma(t) + \frac{d\sigma(x, t)}{dt} \right] \quad (5.47)$$

elde edilir.

Bir önceki zamanda sisteme uygulanan doğru denetim işaretini, şimdiki zamandaki denetim işaretini hesaplamakta kullanabilmek ve denetimin çok büyük değerlere ulaşmasını önlemek için sistemin girişlerinde doğal olarak limitleri varsa denetime de bu limitleri koymak gerekir. Şu halde;

$$u(t) = \text{sat} \left\{ u(t - \Delta t) + (G * B)^{-1} * \left[D * \sigma(t) + \frac{d\sigma(x, t)}{dt} \right] \right\} \quad (5.48)$$

Ayrık zaman uygulamalarında Δt =örnekleme zamanı olarak alınabilir.

Sistem parametrelerinin kesin olarak bilinmesine gerek olmadığından dolayı bu metot rahatlıkla kullanılabilir. Sadece parametre değişim oranlarının bilinmesi kararlı bir sistem dizaynı için yeterlidir. Bu metot aynı zamanda, sürekli kontrol çıkışı gereken yerlerde de kullanılır.

5.3.6. Kayan kipli kontrolün ARM'ye uygulanması

Temel moment ifadeleri, önceki bölümlerde de belirtildiği gibi (5.49), (5.50) ve (5.51) no'lu eşitliklerde verildiği gibidir. ARM' nin motor çalışması durumunda hız kontrolü için, endüktans profiline artan bölgesinde fazlar iletme sokulmalıdır. Hız kontrolü için, bu bölgede küçük bir hata ile endüktans değişimi sabit alınırsa (5.52) no'lu moment ifadesi elde edilebilir.

$$T(\theta, i) = \left(\frac{\partial W^1(\theta, i)}{\partial \theta} \right)_{i=\text{sabit}} \quad (5.49)$$

$$T = T_L + B * \omega + J * \frac{d\omega}{dt} \quad (5.50)$$

$$T_L = k_p * \omega \quad (5.51)$$

$$T = \frac{1}{2} * i^2 * \frac{dL}{d\theta} \quad (5.52)$$

(5.50), (5.51) ve (5.52) ifadeleri düzenlenirse,

$$\frac{d\omega}{dt} = \left[-(k_p + B) * \omega + \left(\frac{i^2}{2} * \frac{dL}{d\theta} \right) \right] * \frac{1}{J} \quad (5.53)$$

şeklinde olur. Burada;

$$q = \frac{1}{2} * \frac{dL}{d\theta} \quad (5.54)$$

alınırsa,

$$\dot{\omega} = \left\{ -(k_p + B) / J \right\} * \omega + \left\{ q / J \right\} * i^2 \quad (5.55)$$

olur. Kayan kipli kontrolde, kontrol sistemi (5.21) no'lu ifadede verilen durum denklemi ile şöyle ifade edilmiştir.

$$\dot{x} = f(x) + B * u(t)$$

Şu halde, (5.21) ve (5.55) no'lu eşitliklerin benzerliklerinden;

$$\dot{x} = \dot{\omega} \quad (5.56)$$

$$f(x, t) = \left\{ -(k_p + B) / J \right\} * \omega \quad (5.57)$$

$$B = q / J \quad (5.58)$$

$$u(t) = i^2 \quad (5.59)$$

bulunabilir. Kayma yüzeyi denklemi:

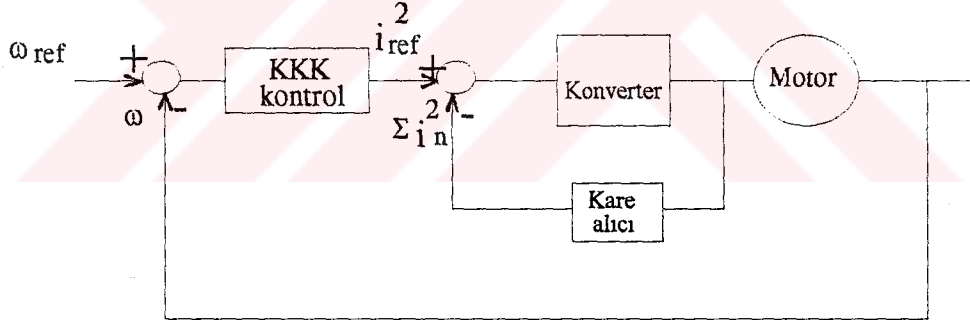
$$\sigma(t) = G * \Delta \omega = G * (\omega_{ref} - \omega) \quad (5.60)$$

şeklinde seçilebilir. Şu halde (5.55) no'lu denklem, daha önce bulunan (5.47) no'lu denklemde yerine konursa;

$$i^2 = i^2(t - \Delta t) + (G * B)^{-1} * \left[D * \sigma(t) + \frac{d\sigma(x, t)}{dt} \right] \quad (5.61)$$

elde edilir. Son denklem dikkatle incelendiğinde, kontrolörün çok az sayıda parametreye bağlı olduğu görülür. Yani sadece sistemle ilgili olarak J ve q'nun bilinmesi yeterlidir. Bu yüzden sistem 'kararlıdır' denebilir.

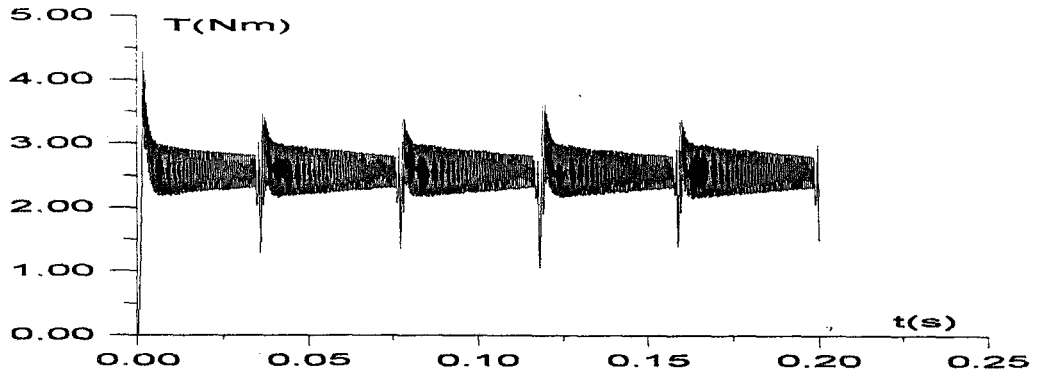
Son denklemde G bir katsayıdır ve G=1 olarak alınabilir. q ise endüktans ölçümlerine göre 0.13 alınabilir. ARM'nin hızının ve sargı akımlarının karelerinin toplamının kontrolü için geliştirilen blok diyagram Şekil 5.13. de görülmektedir.



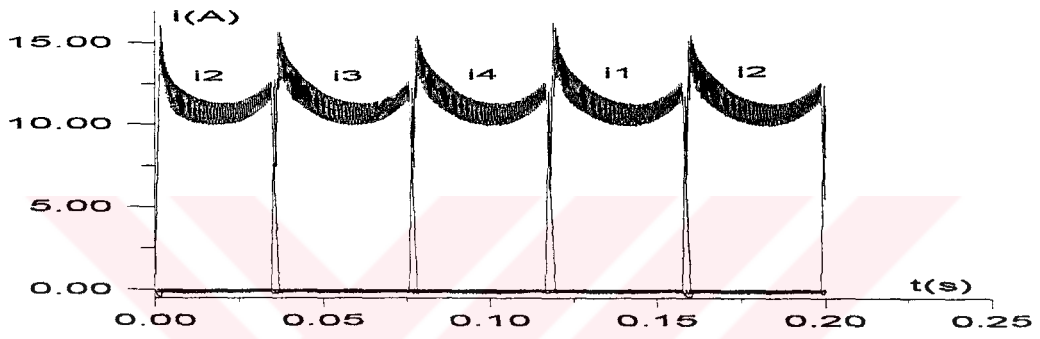
Şekil 5.13. KKK ile hız kontrolü için blok diyagram

5.3.7. Simülasyon sonuçları

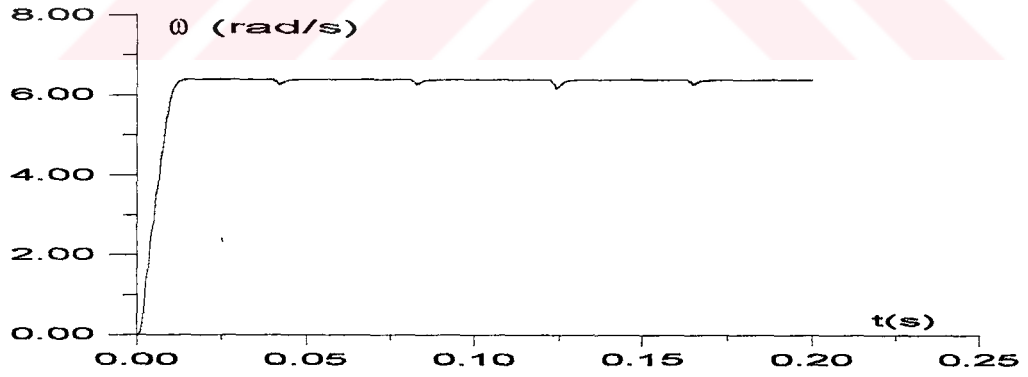
a) Makinaya akım kontrolü ile birlikte KKK uygulandığında elde edilen moment, akım ve hız çıktıları Şekil 5.14. de görülmektedir. Moment eğrisinde istenmeyen çökmeler vardır. Simülasyonlar Bölüm 5.2.6. daki şartlarda gerçekleştirilmiştir.



(a)



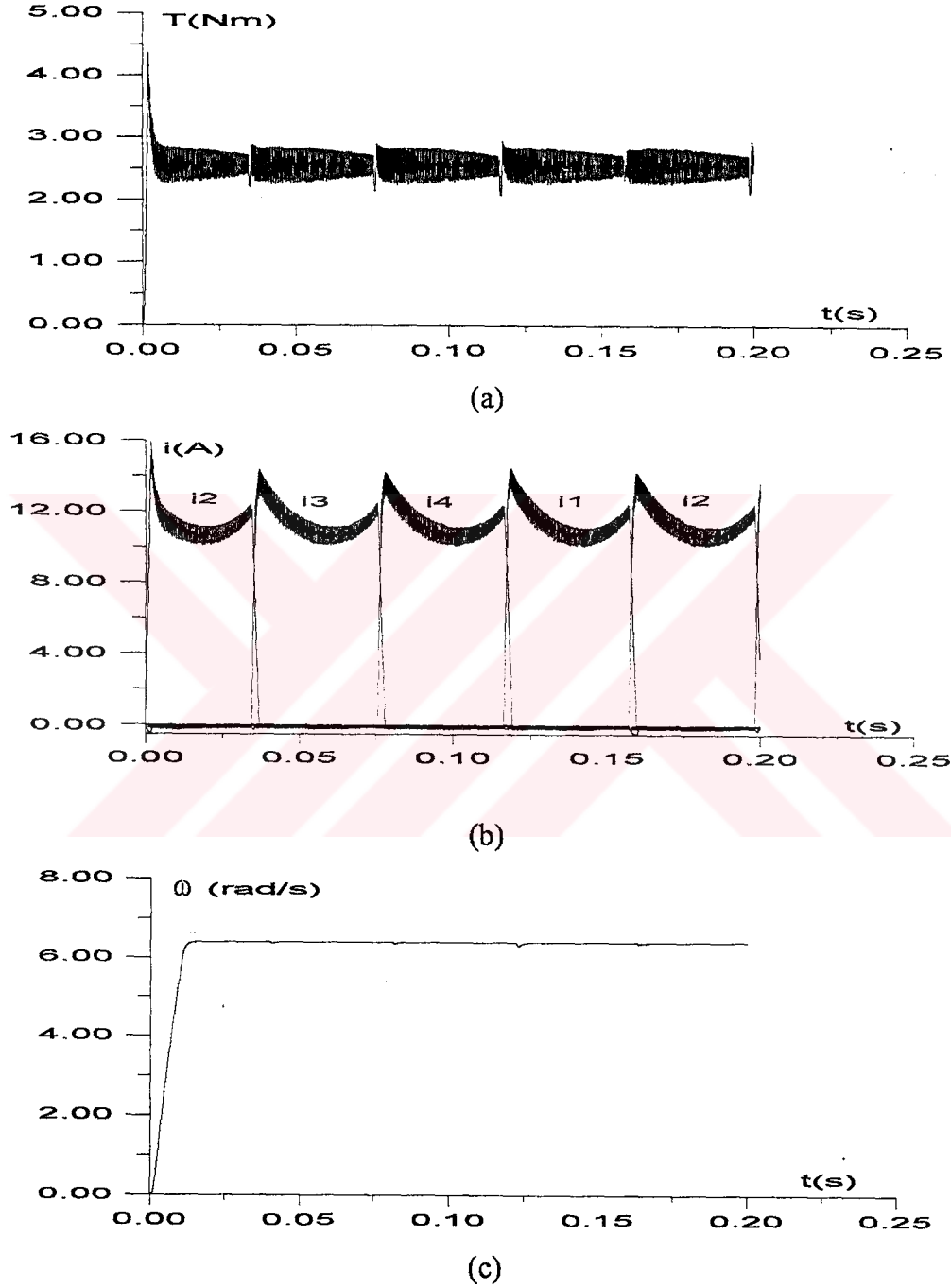
(b)



(c)

Şekil 5.14. Akım kontrolü ile KKK uygulandığında; a) Moment, b) Akımlar, c) Hız

b) Akımların karelerinin toplamının kontrolü ile birlikte KKK uygulandığında elde edilen çıktılar oldukça başarılıdır (Şekil 5.15). Simülasyonlar aynı şartlarda yapılmıştır.



Şekil 5.15. Akımların karelerinin toplamının kontrolü ile birlikte KKK uygulandığında

- a) Moment çıkışı
- b) Akım çıktıları
- c) Hız çıkışı

Şekil 5.15 dikkatle incelendiğinde, moment eğrisindeki çökmelerin oldukça giderildiği ve aynı zamanda hız eğrisindeki dalgalanmaların da hemen hemen tamamen giderildiği görülür.

ARM'nin akımlarının karesinin toplamının kontrol edilerek moment çökmelerinin giderilmeye çalışıldığı duruma, kayan kipli kontrol ile hız kontrolü uygulanırsa motorun hızının çok hassas ölçülmesine gerek kalmayacaktır.



BÖLÜM 6

DENEYSEL ÇALIŞMALAR

6.1. Giriş

Şimdiye kadar gerçekleştirilen simülasyon çıktıları ile makinanın gerçek çıktıların karşılaştırılabilmesi için makinanın akımlarının ve akımlarının karelerinin kontrol edildiği iki ayrı deneysel çalışma yapıldı. Bu çalışmalar, TÜBİTAK, CAD/CAM, Robotik bölümünde bulunan ve aşağıda özellikleri verilen ARM' de gerçekleştirildi.

Deneyde Kullanılan ARM'nin özellikleri:

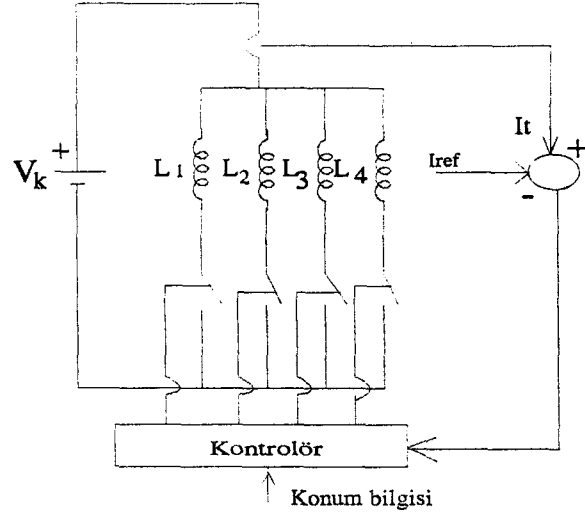
Çıkık kutup sayısı	:	Statoru 8, Rotoru 6 (8/6)
Nominal gücü	:	4 kW (55 hp)
Nominal devir sayısı	:	1500 d/dak.
Döndürme momenti	:	25 Nm
Faz direnci	:	0.45 ohm
Sınıfı	:	Encl IPSS, INS CLASS F
Markası	:	OULTON DRIVES UK

6.2. ARM'nin Akımının Kontrol Edilmesiyle Yapılan Deneysel Çalışmalar

Deney düzeneğinde, sargı akımlarının toplamını ölçen 1 adet Hall-Effect akım sensörü kullanıldı. Çünkü akım kontrolünde;

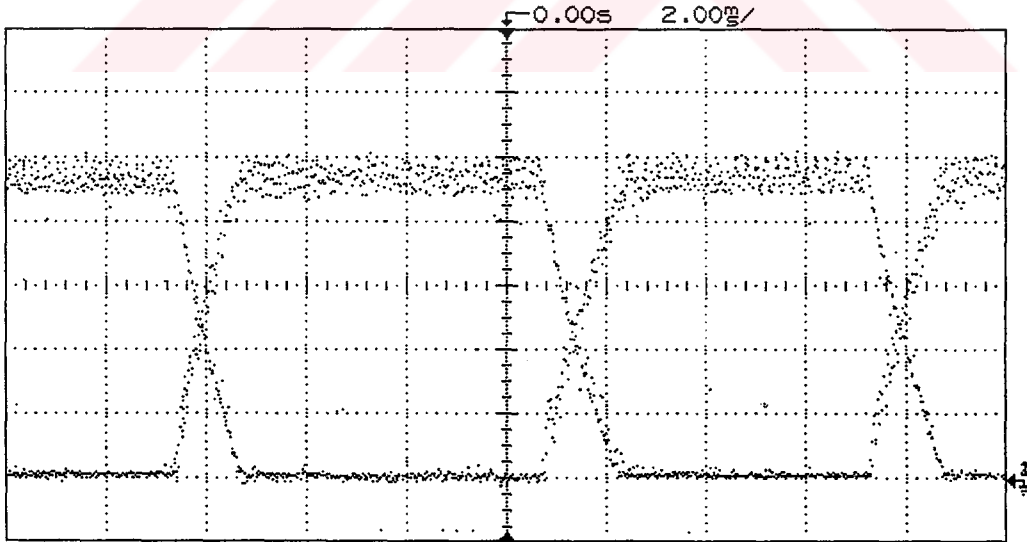
$$i_{ref} = i_1 + i_2 + i_3 + i_4 \quad (6.1)$$

tür. Bu deneye ait kontrol devresi Şekil 6.1. de görüldüğü gibidir.



Şekil 6.1. ARM'nin akımını kontrol edebilmek için kullanılan devre

Osiloskop aracılığıyla alınan faz akımları çıktısı (Şekil 6.2.) , Bölüm 4.2.1. deki Şekil 4.12 deki faz akımları dalga şekilleri ile oldukça benzerdir.



Şekil 6.2. ARM'de akım kontrolü yapılarak osiloskoptan alınan faz akımları dalga şekli

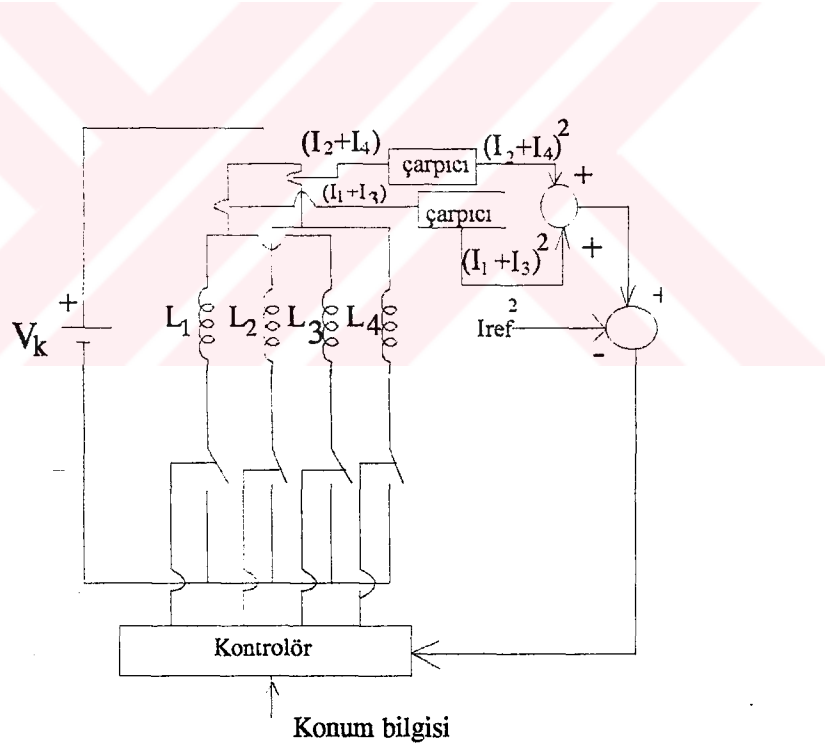
Düsey Eksen 0.7A/div. Yatay Eksen 2ms/div

6.3. ARM'nin Faz Akımlarının Karelerinin Toplamının Kontrol Edilerek Yapılan Deneysel Çalışmalar

Bu deneyde, akımların karelerini ölçebilmek için Özbülür (1995)'un önerdiği yöntem esas alınmıştır. Buna göre; 1 no'lu faz ile 3 no'lu fazın ve 2 no'lu faz ile 4 no'lu fazın aynı anda akım akıtamayacağı kabulü ile 4 yerine 2 adet akım sensörü kullanılarak oldukça ekonomik bir yol tercih edilmiştir. Faz akımlarının karelerinin toplamı referans akımın karesi ile karşılaştırılarak kontrol edilmiştir.

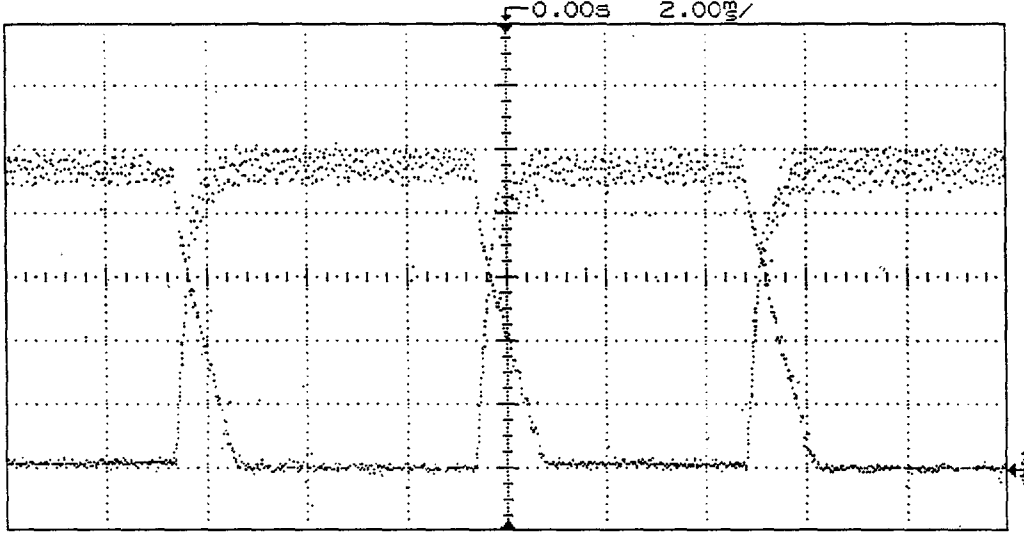
$$i_{ref}^2 = i_1^2 + i_2^2 + i_3^2 + i_4^2 \quad (6.2)$$

Bunu gerçekleştirecek devre Şekil 6.3. de verilmiştir.



Şekil 6.3. Faz akımlarının karelerinin toplamının kontrol edildiği devre

Kare alıcı olarak Analog Devices AD633 entegrenin kullanıldığı deney düzeneğinden elde edilen faz akımlarına ilişkin osiloskop çıktısı Şekil 6.4. de görülmektedir.



Şekil 6.4. ARM'nin faz akımlarının karelerinin toplamının kontrol edilmesiyle osiloskoptan alınan akım dalga şekli
Düşey Eksen 0.7A/div. Yatay Eksen 2ms/div

Şekil 6.4. deki akım çıktıları ile, Bölüm 4.2.1.'e ait Şekil 4.15 deki akım çıktıları oldukça benzerdir.

DeneySEL çalışmalar boyunca, moment ölçer aleti olmadığından dolayı momente ait bir çıktı alınamamıştır. Fakat moment-akım ilişkisinden faydalanarak, yapılan çalışmalar ile ARM'nin moment dalgalanmasının giderildiği dolayısıyla akustik gürültünün azaltıldığı söylenebilir. Faz akımlarına ait deneysel ve simülasyon sonuçlarının benzerliği bu iddiayı doğrulamaktadır. Ayrıca akustik gürültüdeki azalma, kulakla hissedilecek kadar belirgindir.

BÖLÜM 7

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

7.1. Giriş

ARM ile ilgili olarak yapılan literatür taraması sonucunda:

- * ARM' nin, ortak endüktanslar varken lineer bölgede matematiksel modelinin çıkarılmadığı
- * Moment eğrisinde akım geçiş anlarında, akustik gürültü anlamına gelen, çökmelerin bulunduğu
- * ARM'nin Fuzzy ve Kayan Kipli kontrol gibi, yeni kontrol teknikleri ile denetlenmediği

tesbit edilmiştir. Bu çalışmada yukarıda belirtilen konulardaki eksiklikler giderilmeye çalışılmış ve yeni çözüm önerileri getirilmiştir.

7.2. Sonuçlar

a) ARM'nin, şu an'a kadar yayınlarda rastlanmayan, ortak endüktanslar varken lineer bölgede matematiksel modeli çıkarılarak genelleştirildi. Moment ifadesi ve deneysel olarak endüktans matrisi oluşturuldu. Ayrıca besleme devresi dikkate alınarak, C-Dump konverterli 8/6 ARM'nin modellenmesi gerçekleştirildi.

b) C-Dump konverterli 8/6 ARM'nin modellenmesine dayanılarak;

- * Simnon 3.0 paket programı

* MATLAB paket programı

* C++ programlama dilinde yazılan özel program

ile gerçekleştirilen simülasyon programları elde edildi. Simnon, Matlab, C++ programlarına ait simülasyon sonuçları da aynı olarak elde edildi.

c) Moment eğrisindeki çökmeleri dolayısıyla akustik gürültüyü gidermeyi hedefleyen simülasyon çalışmalarında, özellikle sargı akımlarının karelerinin toplamının kontrol edildiği yöntemde ideale yakın ve oldukça başarılı sonuçlar elde edilerek moment eğrisindeki çökmeler giderildi. Moment eğrisindeki titreşim, histerisis bandı küçültülerek ve anahtarlama frekansı 15 kHz seçilerek düşürüldü. Ancak, eğride oluşan alçak frekanslı dalgalanmalar bir olumsuzluk olarak tesbit edildi.

d) Akım geçiş anlarını daha iyi kontrol ederek momentteki çökmeleri gidermek ve yukarıda belirtilen moment eğrisindeki alçak frekanslı dalgalanmaları yok etmek için, ARM'ye ilk kez ortak endüktanslar varken lineer bölgede Fuzzy Kontrol tekniği uygulandı. Fuzzy kontrolle yapılan hız kontrolü ile, moment eğrisindeki hem alçak frekanslı dalgalar hem de akım geçiş anlarındaki çökmeler tamamen giderildi. Bu uygulama, tez çalışmasındaki özgün bulgulardan birisidir.

e) Diğer bir özgün bulgu ise, yeni kontrol tekniklerinden olan Kayan Kipli kontrolün ilk defa ortak endüktanslar varken lineer bölgede ARM'ye uygulanarak, yukarıda sayılan amaçların gerçekleştirilmeye çalışılmasıdır. Bu uygulamada da fuzzy kontroldeki gibi başarılı sonuçlar elde edildi.

f) Deneysel çalışmalarda, moment ölçer olmadığından dolayı, sargı akımlarına ait çıktılar osiloskoptan alındı. Simülasyon çalışmalarının sonuçları deney çıktıları ile karşılaştırıldığında, akım eğrilerinin aynı olduğu görüldü. Moment-akım ilişkisinden dolayı, akımların benzerliği momentlerin de benzerliği anlamına gelir. Bu ise, yukarıdaki kontrollerle, ARM'nin akustik gürültüsünün azaltıldığını gösterir.

g) Yukarıdaki kontrol teknikleri karşılaştırıldığında:

* Sargı akımlarının karelerinin toplamının kontrol edildiği klasik kontrol tekniğinde, hız kontrolü olmadığından dolayı hızın hassas ölçülmesi gerekir.

* Fuzzy ve Kayan kipli kontrolde ise hız kontrolü olduğu için, hızın hassas olarak ölçülmesine gerek yoktur.

* Fuzzy kontrol daha hassastır ve çabuk cevap verir.

* Kayan kipli kontrol daha kolaydır ve sistem parametrelerinden daha bağımsızdır.

* Klasik kontrolde giderilemeyen alçak frekanslı dalgalanmalar, Fuzzy ve Kayan kipli kontrol ile giderilebilmektedir.

7.3. Öneriler

ARM'nin problemlerinin tamamen giderilebilmesi için ideal şartlardan ziyade, gerçek şartların dikkate alınması gerekir. Şimdiye kadarki çalışmalarda, genellikle ortak endüktanslar ihmal edilmiştir. Oysa, ortak endüktansların moment üzerinde belirgin bir etkisi söz konusudur. Bunun dikkate alınması gerekir. Bu tezde bu durum dikkate alındı. Ancak doyma bölgesi ihmal edildi.

Yine, yeni kontrol tekniklerinin ve bu tekniklerin birlikte kullanıldığı uygulamalar gerçekleştirilmelidir. Bu nedenle;

a) ARM'nin, ortak endüktanslar varken doyma bölgesinde modellenmesi ve yukarıda sayılan kontrol teknikleri ile denetimi sağlanmalıdır.

b) Son zamanlarda uygulamaya giren Neuro-Fuzzy kontrol ile ARM denetlenerek, sonuçlar tetkik edilmelidir.

c) ARM'nin kontrolünde, Fuzzy ve Kayan Kipli Kontrol gibi yeni kontrol teknikleri ile birlikte, sargı akımlarının karelerinin toplamı kontrol edilmelidir. Çünkü, moment sargı akımı ile değil, sargı akımının karesiyle orantılıdır. Eğer moment sabit tutulmak isteniyorsa, sargı akımlarının karelerinin kontrol edilmesi daha mantıklıdır (Denklem 3.80).



KAYNAKLAR

- 1- ABD EL-KADER, F.M., OSHEBA, S.M., 1989. Improving transient performance of reluctance motor. IEEE Trans. On Energy Convers., Vol.4, No.1
- 2- ACARNLEY, P.P. , HILL , R.J., HOOPER, C.W. , 1985 . Detection of rotor position in stepping and switched motors by monitoring of current waveforms. IEEE Trans.On Ind. Elect., Vol. IE-32, No.3
- 3- AL-BAHADLY, I.H., DAVIS, R.M., RAY, W.F., 1991. A simple inductance measurement technique for variable reluctance motors. 26 th. OPEC Conf, U.K.
- 4- ARKADAN, A.A., KIELGAS, B.W., 1993. Effects of force fitting on the inductance profile of a switched reluctance motor. IEEE Trans. On Magnet., Vol.29, No.2
- 5- BASS, J.T., EHSANI, M., MILLER, T.J.E., STEIGERWALD, R.L., 1985. Development of a unipolar converter for variable reluctance motor drives. IAS'85:36C
- 6- BASS, J.T., EHSANI, M., MILLER, T.J.E., 1986. Robust torque control of switched reluctance motor without a shaft-position sensor. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.IE-33, No.3
- 7- BASS, J.T., EHSANI, M., MILLER, T.J.E., 1987. Simplified electronics for torque control of sensorless switched reluctance motor. IEEE Trans. on Ind. Elect., Vol.IE-34, No.2
- 8- BECERRA, R.C., EHSANI, M., MILLER, T.J.E., 1993. Commutation of SR motors. IEEE Trans. On Power Elect., Vol.8, No.3
- 9- BILGIC, M.O., OZBULUR, V., SABANOVIC, A., 1995. Torque ripple minimization of a switched reluctance motor. APEC'95, Dallas.
- 10-BOSE, B.K., MILLER, T.J.E., SZCZESNY, P.M., BICKNELL, W.H., 1986. Microcomputer control of switched reluctance motor. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.IA-22, No.4
- 11-BUJA, G.S., VALLA, M.I., 1991. Control characteristics of the SRM drives-Part I: operation in the linear region. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.38, No.5
- 12-BUJA, G.S., VALLA, M.I., 1994. Control characteristics of the SRM drives-Part II: operation in the saturated region. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.41, No.3

- 13-CAMERON, D.E., LANG, J.H., UMANS, S.D., 1992. The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient-variable reluctance motor. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.28, No.6
- 14-CHAPPELL, P.H., 1988. Current pulses in switched reluctance motor. IEE Proceedings, Vol.135, Pt.B, No.5
- 15-CHIBA, A., FUKAO, T., 1992. A closed-loop operation of super high-speed reluctance motor for quick torque response. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.28, No.3
- 16-CORDA, J., MASIC, S., STEPHENSON, J.M., 1993. Computation and experimental determination of running torque waveforms in switched reluctance motor. IEE Proc.-B, Vol.140, No.6
- 17-DAVIS, R.M., RAY, W.F., BLAKE, R.J., 1981. Inverter drive for switched reluctance motor: circuits and component ratings. IEE Proc., Vol.128 Pt.B, No.2
- 18-DAVIS, R.M., AL-BAHADLY, I., 1990. Experimental evaluation of mutual inductances in a SRM. IEE 4th Int. PEVD Conf., London.
- 19-DAVIS, R.M., 1992. Variable reluctance rotor structures-their influence on torque production. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.39, No.2
- 20-EHSANI, M., BASS, J.T., MILLER, T.J.E., STEIGERWALD, R.L., 1987. Development of a unipolar converter for variable reluctance motor drives. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.IA-23, No.3
- 21-EHSANI, M., HUSAIN, I., KULKARNI, A.B., 1992. Elimination of discrete position sensor and current sensor in switched reluctance motor drives. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.28, No.1
- 22-EHSANI, M., HUSAIN, I., MAHAJAN, S., RAMANI, K.R., 1994. New modulation encoding techniques for indirect rotor position sensing in switched reluctance motors. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.30, No.1
- 23-ELMAS, C., DE LA PARRA, H.Z., 1992. A DSP controlled switched reluctance drive system for wide range of operating speeds. PESC'92 Conf.
- 24-ELMAS, C., DE LA PARRA, H.Z., 1993. Position sensorless operation of a switched reluctance drive based on observer. European Power Electronics Association, Brighton.
- 25-ERFAN, F., 1992. Anahtarlamalı relüktans motorunun statik ve dinamik davranışı ile ulaşımda kullanılabilirliğinin analizi. Doktora tezi, Yıldız Üniversitesi, İstanbul.

- 26-ERTAN, H.B., TOHUMCU, M., 1988. A method for optimum design of switched reluctance motors. Int.Conf.On Electrical Machines , Vol.II, pp.551-556, Pisa, Italy
- 27-ERTAN, H.B., YAGAN, O.F., DIRIKER, A., 1990. Optimum parameters for doubly salient motors driven by a voltage source drive. ICEM Int. Conf. On electrical machines, pp.806-811, Boston, USA.
- 28-FERRERO, A., RACITI, A., 1990. A digital method for the determination of the magnetic characteristic of variable reluctance motor. IEEE Trans. On Ints. and Meas., Vol.39, No.4
- 29-FILICORI, F., BIANCO, C.G.L., TONIELLI, A., 1993. Modeling and control strategies for a variable reluctance direct-drive motor. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.40, No.1
- 30-FRANCESCHINI, G., PIRANI, S., RINALDI, M., TASSONI, C., 1991. Spice-assisted simulation of controlled electric drives: an application to SRM. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.27, No.6
- 31-FRENCH, P.ST.-J.R., 1984. Switched reluctance motor drives for rail traction: relative assessment. IEE Proc. B, Elect. Power Apply, 131, (5), pp.209-219
- 33-GAO, W., HUNG, J.C., 1993. Variable structure control of nonlinear systems: A new approach. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.40, No.1
- 34-GAO, W., WANG, Y., HOMAIFA, A., 1995. Discrete-time variable structure control systems. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.42, No.2
- 35-GOLDENBERG, A.A., LANIADO, I., KUZAN, P., ZHOU, C., 1994. Control of switched reluctance motor torque for force control applications. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.41, No.4
- 36-HARRIS, M.,R., HUGHES,A., LAWRENSON, P.J.,1975. Static torque production in saturated doubly salient machines. IEE Proc. , Vol.122, No.10
- 37-HARRIS, W.D., LANG; J.H., 1990. A simple motion estimator for variable reluctance motors. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.26, No.2
- 38-HAVA, A.M., BLASKO,V., LIPO, T.A., 1992. A modified C-Dump converter for variable - reluctance machines. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.28, No.5
- 39-HUSAIN, I., EHSANI, M., 1994a. Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by measuring mutually induced voltages. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.30, No.3

- 40-HUSAIN, I., EHSANI, M., 1994b. Error analysis in indirect rotor position sensing of switched reluctance motors. *IEEE Trans. On Ind. Elect.*, Vol.41, No.3
- 41-JAMSHIDI, M., VADIEE, N., ROSS, T.J., 1993. *Fuzzy Logic and Control. Software and Hardware Applications*, PTR Prentice Hall Inc., New Jersey, USA.
- 42-JEVONS, M., 1966. *Electrical Machine Theory*. American Elsevier Publishing Company Inc., New York.
- 43-KAWAMURA, A., ITOH, H., SAKAMOTO, K., 1994. Chattering reduction of disturbance observer based sliding mode control. *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol.30, No.2
- 44-KRISHNAN, R., BHARADWAJ, A.S., MATERU, P., 1988. Computer-aided design of electrical machines for variable speed applications. *IEEE Trans. On Ind. Elect.*, Vol.35, No.4
- 45-KRISHNAN, R., MATERU, P., 1989. Analysis and design of a new converter topology for switched reluctance motor drives. *IEEE Proc. IAS. Conf.*, pp.1181-1185 San Diego
- 46-KRISHNAN R., MATERU, P.N., 1990. Design of a single-switch-per phase converter for switched reluctance motor drives. *IEEE Trans. On Ind. Elect.*, Vol.37, No.6
- 47-KRISHNAN, R., MATERU, P., 1993. Analysis and design of a low cost converter for switched reluctance motor drives. *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, Vol.29, No.2
- 48-LAURENT, P., GABSI, M., MULTON, B., 1993. A new indirect rotor position with resonant method for switched reluctance motor. *Intelligent motion proceedings, PCIM'93*
- 49-LAWRENSON, P.J., STEPHENSON, J.M., BLENKINSOP, P.T., CORDA, J., FULTON, N.N., 1980. Variable speed switched reluctance motor. *IEE Proc.*, Vol.127, Pt.B, No.4
- 50-LE-CHANEDEC, J.Y., GEOFFROY, M., MULTON, B., MOUCHOUX, J.C., 1994. Torque ripple minimisation in switched reluctance motors by optimisation of current wave-forms and of tooth shape with copper losses and V.A. silicon constraints. *ICEM Conf.*, Paris.
- 51-LEE, C.C., 1990a. Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller- Part I. *IEEE Trans. On Syst., Man and Cybernetics*, Vol.20, No.2
- 52-LEE, C.C., 1990b. Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller- Part II. *IEEE Trans. On Syst., Man, and Cybernetics*, Vol.20, No.2

- 53-LEE, J.,1993. On Methods for Improving Performance of PI-Type Fuzzy Logic Controllers. IEEE Trans. On Fuzzy Syst., Vol.1, No.4
- 54-LE-HUY, H., VIAROUGE, P., FRANCOEUR, B. , 1990. A novel unipolar converter for switched reluctance motor. IEEE Trans. On Power Elect., Vol.5, No.4
- 55-LE-HUY, H., SLIMANI, K., VIAROGUE, P., 1991. A current-controlled quasi-resonant converter for switched reluctance motor. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.38, No.5
- 56-LIAO, Y., SUN, C. , 1994. A novel position sensorless control scheme for doubly fed reluctance motor drives. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.30, No.5
- 57-LUMSDAINE, A., LANG, J.H., 1990. State observers for variable reluctance motor. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.37, No.2
- 58-MACMINN, S.R., RZESOS, W.J., SZCZESNY, P.M., JAHNS, T.M. , 1992. Application of sensor integration techniques to switched reluctance motor drives. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.28, No.6
- 59-MANZER, D.G., VARGHESE, M., THORP, J.S., 1989. Variable reluctance motor characterization. IEEE Trans. On Ind.Elect., Vol.36, No.1
- 60-MATERU, P., KRISHNAN, R .,1989. Steady state analysis of the variable speed switched reluctance drive. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.36, No.4
- 61-MATSUI, N., AKAO, N., WAKINO, T., 1991. High-precision torque control of reluctance motor. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.27, No.5
- 62-MECROW, B.C., 1993. Fully pitched-winding switched reluctance and stepping motor arrangements. IEE Proc.-B, Vol.140, No.1
- 63-MILES, A.R., 1991. Design of a 5 MW, 9000 V switched reluctance motor. IEEE Trans. On Energy Conv., Vol.6, No.3
- 64-MILLER, T.J.E. , 1985. Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.IA-21, No.5
- 65-MOALLEM, M., ONG, C., 1991. Predicting the steady state performance of a switched reluctance motor. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.27, No.6
- 66-MOALLEM, M., ONG, C., UNNEWEHR, L.E. , 1992. Effect of rotor profiles on the torque of a switched reluctance motor. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.28, No.2

- 67-MOGHBELLI, M., ADAMS, G.E., HOFT, R.G., 1991. Performance of a 10 HP switched reluctance motor and comparison with induction motors. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.37, No.3
- 68-MOREIRA, J.C., 1992. Torque ripple minimization in switched reluctance motor via bi-cubic spline interpolation. IEEE PESC'92 Conf.
- 69-O'DONOVAN, J.G., ROCHE, P.J., KAVANAGH, R.C., EGAN, M.G., MURPHY, J.M.D., 1994. Neural network based torque ripple minimisation in a switched reluctance motor. IEEE, IECON'94 Conf.
- 70-OH, S.G., AHN, J.W., SEONG, S.J., HWANG, Y.M. , 1995. A novel control scheme for low cost SRM drive. ISIE Conference.
- 71-ORTHMAM, R., SCHÖNER, H.P., 1993. Turn-off angle control of switched reluctance motor for optimum torque output. European power electronics association
- 72-OZBULUR, V., BILGIC, M.O., SABANOVIÇ, A., 1995. Torque ripple reduction of a switched reluctance motor. IPEC'95, Yokohama.
- 73-PANDA, S.K., AMARATUNGA, G.A.J., 1991. Analysis of the waveform-detection technique for indirect rotor-position sensing of switched reluctance motor drives. IEEE Trans. On Energy Conv., Vol.6, No.3
- 74-PANDA, S.K., AMARATUNGA, G.A.J. , 1993a. Waveform detection technique for indirect rotor-position sensing of switched reluctance motor drives Part 1: analysis. IEE Proc.-B, Vol.140, No.1
- 75-PANDA, S.K., AMARATUNGA, G.A.J. , 1993b. Waveform detection technique for indirect rotor-position sensing of switched reluctance motor drives Part 2: experimental results. IEE Proc.-B, Vol.140, No.1
- 76-POLLOCK, C., WILLIAMS, B.W., 1990. Power converter circuits for switched reluctance motors with the minimum number of switches. IEE Proc., Pt.B, Vol.137, No.6
- 77-PRESTON, M.A., LYONS, J.A., 1991. A switched reluctance motor model with mutual coupling and multi-phase excitation. IEEE Trans. On Magn., Vol.27, No.6
- 78-PULLE, D.W.J. , 1988. Performance of split-coil switched reluctance drive. IEE Proc., Vol.135, Pt.B, No.6
- 79-PULLE, D.W.J., 1991. New data base for SR drive simulation. IEE Proceedings-B, Vol.138, No.6

- 80-RABINOVICI, R., 1995. Scaling of switched reluctance motor. IEE Proc., Vol.142, No.1
- 81-RAY, W.F., DAVIS, R.M., BLAKE, R.J., 1986a. The control of SR Motors. CAMC'86 Conf.
- 82-RAY, W.F., LAWRENSEN, P.J., DAVIS, R.M., STEPHENSON, J.M., FULTON, W.N., BLAKE, R.J., 1986b. High-performance switched reluctance brushless drives. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.IA-22, No.4
- 83-ROSS, T.J., 1995. Fuzzy Logic with Engineering Applications. Mc Graw-Hill Inc., USA
- 84-SCHRAMM, D.S., WILLIAMS, B.W., GREEN, T.C., 1992. Torque ripple reduction of switched reluctance motor by phase current optimal profiling. IEEE PESC'92 Conf.
- 85-SIMNON User's Guide For MS-DOS Computers, 1990, Version 3.0, Sweden.
- 86-SOUSA, G.C.D., BOSE, B.K., 1994. A Fuzzy Set Theory Based Control of Phase-Controlled Converter DC Machine Drive. IEEE Trans. On Industry App. Vol.30, No.1.
- 87-SPONG, M.I., MILLER, T.J.E., MACMINN, S.R., THORP, J.S., 1987. Instantaneous torque control of electric motor drives. IEEE Trans. On Power Elect., Vol. PE-2, No.1
- 88-STEPHENS, C.M., 1991. Fault detection and management system for fault-tolerant switched reluctance motor drives. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.27, No.6
- 89-STEPHENSON, J.M., EL-KHAZENDAR, M.A., 1989. Saturation in doubly salient reluctance motors. IEE Proc., Pt.B., Vol.136, No.1
- 90-TAKAHASHI, T., CHIBA, A., IKEDA, K., FUKAO, T., 1993. A comparison of output power control methods of switched reluctance motor. IEEE PCC Conf., Yokohama.
- 91-TOHUMCU, M., ERTAN, H.B., 1988. A method for optimum design of switched reluctance motor for design purposes. Int. Conf. On Electrical Machines, Vol.II, pp.557-562, Pisa, Italy.
- 92-TORREY, D.A., LANG, J.H., 1990. Modelling a nonlinear variable reluctance motor drive. IEE Proc., Pt.B, Vol.137, No.5

- 93-TORREY, D.A., NIU, X.M., UNKAUF, E.J., 1995. Analytical modelling of variable reluctance machine magnetisation characteristics. IEE Proc., Vol.142, No.1
- 94-UTKIN, V.I. ,1993. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.40, No.1
- 95-VUKOSAVIC, S., STEFANOVIC, V.R., 1991. SRM Inverter Topologies: A comparative evaluation. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.27, No.6
- 96-WALLACE, R.S., TAYLOR, D.G., 1992. A balanced commutator for switched reluctance motor to reduce torque ripple. IEEE Trans. On Power Elect., Vol.7, No.4
- 97-WANG, L., 1994. Adaptive Fuzzy Systems and Controller, Design and Stability Analysis. PTR Prentice Hall Inc., USA.
- 98-XU, L., LIPO, T., RAO, S., 1990. Analysis of a new variable-speed singly salient reluctance motor utilizing only two transistor switches. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.26, No.2
- 99-YAGER, R.R., FILEV, D.P., 1994. Essentials of Fuzzy Modeling and Control. John Wiley and Sons Inc., USA.

ÖZGEÇMİŞ

1967 yılında Van'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Van'da tamamladı. 1984 yılında girdiği İ.T.Ü. Sakarya Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden, 1988 yılında Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu. Ekim 1988 - Şubat 1992 yılları arasında İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans öğrenimini tamamladı.

1989 yılından beri Sakarya Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.

