

75072

ELEKTRİKLİ TAŞITLAR İÇİN DOĞRUDAN
SÜRÜŞLÜ VE BULANIK PATİNAJ
ÖNLEYİCİLİ BİR TAHRİK SİSTEMİ

DOKTORA TEZİ

Y. Müh. Azmi DEMİREL

75072

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 22 Şubat 1998

Tezin Savunulduğu Tarih : 27 Nisan 1998

Tez Danışmanı : Prof.Dr. R. Nejat TUNÇAY 9 Kasım 98

Diğer Jüri Üyeleri : Prof.Dr. Nurdan GÜZELBEYOĞLU 9.11.98

Prof.Dr. Remzi GÜLGÜN

Prof.Dr. Faik MERGEN

Doç.Dr. Feriha ERFAN

9.11.98
9.11.98
9.11.98
9.11.98

NİSAN 1998

ÖNSÖZ

Bu çalışmayı vefat ettiği güne kadar 26 yıl boyunca her gün sevgi ve desteğini hissettiğim sevgili Anneannem Merhum F. Muteber SORTULLU'ya ithaf ediyorum. Onu kaybetmemizin sekizinci yılında hala çok özlüyor ve gösterdiği doğru yolda yürüyebildiğim için gurur duyuyorum.

Çalışmam süresince bir ağabey samimiyeti ve özeniyle her aşamada yol gösteren sevgili Hocam Sayın Prof. Dr. R. Nejat TUNÇAY'a ve destek ve sabırlarının sınırını bir türlü göremediğim en değerli varlıklarım Annem Meral CANER ve Babam İbrahim CANER'e yürekten teşekkürlerimi sunarım.

Otomobil, Makina ve Elektrik, bir otomobil yarışçısı olarak aynı zamanda hobilerimi de teşkil eden bu üç kavramın bir araya geldiği Elektrikli Otomobil konusunda zevkle yaptığım bu çalışma ve benzerlerine ait pratik uygulamaların en kısa zamanda yaygınlaşması ve yollarımızda daha temiz, sessiz ve trafik kurallarına uygun olarak özenle kullanılan Elektromobiller görmek dileğiyle.

OCAK 1998
Azmi DEMİREL

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	ii
SEMBOL LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	x
TABLO LİSTESİ	xvi
ÖZET	xvii
SUMMARY	xviii
BÖLÜM 1 GİRİŞ	1
BÖLÜM 2 TEMEL ELEKTRİKLİ OTOMOBİL YAPI VE TEKNOLOJİLERİ	4
2.1 Temel Elektrikli Otomobil Yapıları	4
2.1.1 Akümülatör, Elektrik Motoru ve Mekanik Diferansiyelden Oluşan Sistem	4
2.1.2 Akümülatör ve İki Elektrik Motoru Kullanılan Diferansiyelsiz Sistem	5
2.1.3 Akümülatör, Elektrik Motoru ve İçten Yanmalı Motordan Oluşan Karma Sistem	5
2.1.4 Akümülatör, Elektrik Motoru, Generatör ve İçten Yanmalı Motordan Oluşan Karma Sistem	6
2.2 Elektrikli Otomobillerde Kullanılan Motorlar	8
2.3 Çevirici Teknolojileri	10
2.4 Önerilen Sistem	11
2.4.1 Bir Elektrikli Taşıt Motoru Olarak Anahtarlama Relüktans Makinası	11
BÖLÜM 3 ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORLARI	14
3.1 ARM de Enerji Dönüşümünün Prensipleri	14
3.1.1 Yüzyüze (Aligned) Konum	15
3.1.2 Ortalanmış (Unaligned) Konum	16
3.1.3 Rotorun Ara Konumları	18
3.1.4 Ani Moment	18
3.2 Temel ARM Çevirici Yapıları	19
3.3 Aktif Enerji Geri Kazanımlı Çeviriciler ve Çevirici Seçimi	21

3.3.1 Faz Başına İki Anahtarlı Çevirici	21
3.3.2 Çift Sargılı Motor	22
3.3.3 Orta Uçlu Devre	23
3.3.4 Üç Faz- Dört Anahtar Devresi	23
3.3.5 Çift D.A. Baralı Devre (C-Dump Devresi)	24
3.3.6 Dört Faz- Dört Anahtar Devresi	25
3.3.7 Devre Seçimi	25
3.4 ARM'nin Dinamik Çalışması	26
3.4.1 Tek Darbeli Çalışma	26
3.4.2 Gerilim Kısıcısı Üzerinden Çalışma	27
3.4.3 Akım Kısıcısı Üzerinden Çalışma	29
3.4.4 ARM'nin Moment Karakteristiği	30
3.5 ARM Kontrol Karakteristikleri	31
3.5.1 Sabit Moment Bölgesi	33
3.5.2 Sabit Güç Bölgesi	33
3.5.3 Generatör Çalışma	34
BÖLÜM 4 ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MAKİNASI TASARIMI	35
4.1 ARM'nin Fiziksel Boyutlarının Hesaplanması	35
4.1.1 Makinanın Boyutlandırılmasına İlişkin Bağıntılar	35
4.1.2 Elektrikli Otomobilde Kullanılmak Üzere Bir ARM'nin Tasarım Büyüklüklerinin Hesaplanması	40
BÖLÜM 5 ARM'İN GÜÇ ELEKTRONİĞİ ÇEVİRİCİSİNDE FARKLI TÜR ANAHTARLAR KULLANILARAK VERİMİN YÜKSELTİLMESİ	44
5.1 Anahtarlama Kayıpları	45
5.2 ARM Sürücü Devresine Ait Anahtarlama Elemanlarının Seçimi	46
5.3 Anahtar Kayıplarının Hesaplanması	47
BÖLÜM 6 VİRAJ DÖNEN BİR OTOMOBİLİN ÇEKİŞ YAPAN TEKERLEKLERİ ARASINDAKİ YÜK DAĞILIMI	50
6.1 Mekanik Diferansiyel Dişli Düzeni	50
6.2 Çekiş yapan Her Bir Tekerleğine Doğrudan Bağlı Bir Elektrik Motoru olan Elektrikli Otomobil Sistemi	52
6.2.1 Motorların Moment Kontrolü	56
BÖLÜM 7 BULANIK KONTROLÖR KULLANILARAK GERÇEKLEŞTİRİLEN PATİNAJ ÖNLEME SİSTEMİ	57
7.1 Bulanık Kontrol	58
7.1.1 Üyelik Fonksiyonları ve Bulanıklaştırma	59
7.1.2 Bulanık Çıkarım	61

7.1.3 Durulaştırma	63
7.2 Elektronik Patinaj Önleyici	64
7.2.1 Bulanık Patinaj Önleme Sistemi	66
7.2.2 Bulanık Kurallara Ait Tamamlayıcı Bilgiler	72
BÖLÜM 8 SİSTEMİN BİLGİSAYAR BENZETİMİ	74
8.1 Sistemin Simulink Benzetim Modelinin Oluşturulması	74
8.1.1 ARM'nin Simulink Benzetim Modelinin Oluşturulması	74
8.1.2 Bulanık Kontrolörün Simulink Benzetim Modeli	78
8.2 Benzetim Sonuçları	80
BÖLÜM 9 6/4 KUTUPLU ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MAKİNASI SÜRÜCÜSÜNÜN GERÇEKLEşTİRİLMESİ	86
9.1 Rotor Konumunun Algılanması	86
9.2 Rotor Konumuna Göre ARM'nin Akım Akıtılması Gereken Fazının Belirlenmesi	90
9.3 ARM'nin Faz Akımının Kontrolu	92
9.3.1 Akım Geri Beslemeli Bir D.A. Kısıyıcı Devresi	93
BÖLÜM 10 BULANIK KONTROLÖRÜN GERÇEKLEşTİRİLMESİ	95
10.1 Bulanık Kontrolöre Ait Çevre Birimleri	96
10.1.1 Analog/Dijital Çeviriciler	96
10.1.2 Dijital/Analog Çeviriciler	98
10.1.3 Paralel Giriş/Çıkış Arabirimi	100
BÖLÜM 11 DENEYSEL ÇALIşMA	101
11.1 Deney Düzenegi	101
11.2 Deneysel Sonuçlar	103
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	110
KAYNAKLAR	112
EKLER	116
ÖZGEÇMİş	135

SEMBOL LİSTESİ

η	: Verim
Ψ	: Akı
L_{a0}	: Yüzyüze konumdaki faz endüktansı
L_{u0}	: Ortalanmış konumdaki faz endüktansı
i	: Faz akımı
L	: Faz endüktansı
θ	: Dönüş açısı
m	: Faz sayısı
θ_0	: İletim açısı
θ_c	: Kesim açısı
ω_b	: Temel hız
ω_p	: İletim süresinin en büyük değerini aldığı andaki hız değeri
θ_{ou}	: Binişim açısı
M	: Moment
K	: Çıkış katsayısı
D_r	: Rotor çapı
L_{stk}	: Rotor saç paketi uzunluğu
D_s	: Stator saç paketi dış çapı
β_r	: Rotor kutup yayı
β_s	: Stator kutup yayı
t_r	: Rotor kutup genişliği

t_s	: Stator kutup genişliği
d_r	: Rotor oluk derinliği
d_s	: Stator oluk derinliği
g	: Hava aralığı
y_r	: Rotor boyunduruk kalınlığı
y_s	: Stator boyunduruk kalınlığı
D_{sh}	: Mil çapı
L_e	: Statorun toplam uzunluğu
L_{oh}	: Sargı başı uzunluğu
Ψ_p	: Faz başına oluşan akının tepe değeri
V_s	: Kaynak gerilimi
ω	: Rotor açısal hızı
Δ	: İletim süresi
N_p	: Faz başına sarım sayısı
B_s	: Stator kutup akı yoğunluğu
M_{max}	: En büyük moment
$\dot{u}_1$	: Birinci vites çevirme oranı
$\dot{u}_s$	: Son dişli çevirme oranı
V_T	: Tekerlek çizgisel hızı
n_T	: Tekerlek devir sayısı
M_T	: Tekerlek momenti
M_{tot}	: Toplam moment
r_T	: Tekerlek yarı çapı
t_y	: Yükselme süresi

t_d	: Düşme süresi
V_F	: Anahtar üzerindeki gerilim düşümü
I_L	: Anahtar akımı
T	: Peryot
P_{ort}	: Ortalama güç
U_A	: Endüvi gerilimi
I_A	: Endüvi akımı
R_A	: Endüvi direnci
k_m	: Moment katsayısı
k_e	: Gerilim katsayısı
E	: Zıt elektromotor kuvvet
Φ	: Uyarma akısı
μ	: Üyelik değeri
R_c	: Viraj yarı çapı
W_a	: Otomobilin dingil genişliği
dn	: Tekerlek devir sayıları oranı
a	: Direksiyon açısı
I_1	: Birinci motorun akım kontrol büyüklüğü
I_2	: İkinci motorun akım kontrol büyüklüğü
ε	: Hassasiyet
V_{ref}	: Referans gerilimi
V_A	: Analog çıkış gerilimi
D_D	: Sayısal giriş büyüklüğü
J	: Eylemsizlik momenti

B	: Sürtünme katsayısı
R _p	: Faz sargı direnci
X _c	: Ağırlık merkezinin x eksenı doğrultusundaki bileşeni
SMSM	: Sabit mıknatıslı senkron makına
FDAM	: Fırçasız doğru akım makinası
ARM	: Anahtarlamaalı relüktans makinası
SPWM	: Sinüs darbe genişlik modülasyonu
GTO	: Kapıdan tıkamalı tristör
BJT	: Bipolar jonksiyonlu transistör
MOSFET	: Metal oksit yarıiletken alan etkili transistör
IGBT	: Yalıtılmış kapılı bipolar transistör
MCT	: MOS kontrollu tristör

ŞEKİL LİSTESİ

		<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1	Akümülatör, elektrik motoru ve mekanik diferansiyelden oluşan sistem	4
Şekil 2.2	Akümülatör ve iki elektrik motoru kullanılan diferansiyelsiz sistem	5
Şekil 2.3	Akümülatör, elektrik motoru ve içten yanmalı motordan oluşan paralel karma sistem	6
Şekil 2.4	Bir elektrik motoru ve mekanik diferansiyel kullanılan seri karma sistem	7
Şekil 2.5	Tekerlek başına bir elektrik motoru kullanılan seri karma sistem	7
Şekil 3.1	6/4 Kutuplu ARM'nin kesiti	15
Şekil 3.2	Rotorun yüzyüze konumu	15
Şekil 3.3	Rotorun yüzyüze konumdan uzaklaştırılması	16
Şekil 3.4	Rotorun ortalanmış konumu	17
Şekil 3.5	Mıknatıslanma eğrileri	17
Şekil 3.6	Faz endüktansının rotor konumuna göre değişimi	18
Şekil 3.7	Temel ARM sürücü Sistemi	20
Şekil 3.8	Depolanan enerjiyi dirençler üzerinde harcayan çevirici	21
Şekil 3.9	Depolanan enerjiyi zener diyotları üzerinde harcayan çevirici	21
Şekil 3.10	Faz başına iki anahtarlı çevirici	22
Şekil 3.11	Çift sargılı motor	22
Şekil 3.12	Orta uçlu devre	23

Şekil 3.13	Üç faz - dört anahtar devresi	24
Şekil 3.14	C-Dump devresi	24
Şekil 3.15	Dört faz - dört anahtar devresi	25
Şekil 3.16	ARM'nin bir fazının besleme devresi	26
Şekil 3.17	ARM'nin tek darbeli çalışma dalga şekilleri	27
Şekil 3.18	Yumuşak kıyma metodu ile beslenen ARM'nin dalga şekilleri	28
Şekil 3.19	Sert kıyma metodu ile beslenen ARM'nin dalga şekilleri	29
Şekil 3.20	Akım regülatörü üzerinden beslenen ARM'nin dalga şekilleri	30
Şekil 3.21	ARM'nin moment-devir sayısı karakteristiği	31
Şekil 3.22	İdealize edilmiş faz endüktansı ve çalışma durumlarına göre faz akımları	32
Şekil 3.23	ARM'nin farklı çalışma bölgeleri	34
Şekil 4.1	Uygun üçgen	37
Şekil 4.2	Rotor saç paketi kesiti	43
Şekil 4.3	Stator saç paketi kesiti	43
Şekil 5.1	Basitleştirilmiş anahtarlama akım, gerilim ve kayıp güç dalga şekilleri	45
Şekil 5.2	Önerilen ARM sürücüsünün devre şeması	47
Şekil 5.3	Bir anahtarlama periyodunun dört bölgeye ayrılması	47
Şekil 6.1	Aracın bir viraj dönmesi durumunda virajın iç ve dışında kalan tekerlekler	51
Şekil 6.2	Sistemin elektromekanik modeli	53
Şekil 6.3	Motor momentlerinin devir sayıları oranına göre değişimi	55
Şekil 7.1	Bulanık kontrol sistemi	59

Şekil 7.2	Üyelik fonksiyonları	60
Şekil 7.3. a	Esas noktalar	61
Şekil 7.3. b	Esas noktalar ve üyelik fonksiyonları	61
Şekil 7.4	Bir çıkış üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezi	64
Şekil 7.5	Sistemin blok şeması	65
Şekil 7.6	Direksiyon açısı "a" 'ya ait üyelik fonksiyonları	66
Şekil 7.7	Devir sayısı oranı "dn" 'ye ait üyelik fonksiyonları	67
Şekil 7.8	Aracın sola veya sağa doğru viraj dönmesi	68
Şekil 7.9	Motorun çalışma durumları	69
Şekil 7.10	Birinci motora ait çıkış üyelik fonksiyonları	70
Şekil 7.11	İkinci motora ait çıkış üyelik fonksiyonları	70
Şekil 8.1	ARM modeli	76
Şekil 8.2	Tüm sistemin Simulink modeli	77
Şekil 8.3	Birinci motora ait kontrol yüzeyi	79
Şekil 8.4	İkinci motora ait kontrol yüzeyi	79
Şekil 8.5	Bulanık kontrolör devrede değilken tekerleklerden biri sıfır yükle patinaj yapmaktadır	81
Şekil 8.6	Bulanık kontrolör devredeyken tekerleklerden biri sıfır yükle patinaj yapmaktadır	81
Şekil 8.7	Bulanık kontrolör devredeyken tekerleklerden biri yarı yükle patinaj yapmaktadır	82
Şekil 8.8	Tekerleklerden biri t_1 anında sıfır yükle patinaja başlamakta ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmaktadır	82
Şekil 8.9	Tekerleklerden biri t_1 anında yarı yükle patinaja başlamakta ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmaktadır	83

Şekil 8.10	Otomobil viraj dönerken dıştaki tekerlek t_1 anında sıfır yükü patinaja başlamakta ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmaktadır	83
Şekil 8.11	Bulanık kontrolör devredeyken viraj dönüşü esnasında dıştaki tekerlek t_1 anında sıfır yükü patinaja başlamakta ve t_2 anında patinaj sona ererek tekerlek yeniden yolu tutmaktadır	84
Şekil 8.12	Otomobil viraj dönerken içteki tekerlek t_1 anında sıfır yükü patinaja başlamakta ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmaktadır	84
Şekil 8.13	Bulanık kontrolör devredeyken viraj dönüşü esnasında içteki tekerlek t_1 anında sıfır yükü patinaja başlamakta ve t_2 anında patinaj sona ererek tekerlek yeniden yolu tutmaktadır	85
Şekil 9.1	Kesmeli tip optik algılayıcı	86
Şekil 9.2	Konum algılama düzeni	87
Şekil 9.3	Motor ileri yönde (saat yönüne aksi yön) dönerken, rotor açısına göre algılayıcı çıkış işaretleri ve farklı çalışma durumları için faz akımlarının akıtıldığı aralıklar	88
Şekil 9.4	Motor ters yönde (saat yönünde) dönerken, rotor açısına göre algılayıcı çıkış işaretleri ve farklı çalışma durumları için faz akımlarının akıtıldığı aralıklar	89
Şekil 9.5	Sistemin kısmi blok şeması	90
Şekil 9.6	Akım geri beslemeli doğru akım kısıyıcısı	94
Şekil 10.1	Bulanık kontrolörün ayrıntılı blok şeması	95
Şekil 10.2	A/D çeviricinin analog girişi ve dijital çıkışı arasındaki geçiş karakteristiği	97
Şekil 10.3	Çarpım bloğu	99
Şekil 10.4	Dijital/analog çevirici ve çarpım bloğu	100
Şekil 11.1	Deney düzeneği	102
Şekil 11.2	Bulanık kontrolör devrede değilken kalkıştan itibaren tekerleklerden birinin patinaj yapması halinde devir sayılarının değişimi	104

Şekil 11.3	Bulanık kontrolör devredeyken kalkıştan itibaren tekerleklerden birinin patinaj yapması halinde devir sayılarının değişimi	104
Şekil 11.4	Bulanık kontrolör devredeyken patinaj yapan tekerleğin yükünün yarıya düşmesi hali	105
Şekil 11.5	Tekerlek t_1 anında sıfır yükle patinaja başlamış ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmıştır	106
Şekil 11.6	Tekerlek t_1 anında yarı yükle patinaja başlamış ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmıştır	106
Şekil 11.7	Viraj dönülmesi halinde viraj dışında kalan tekerlek t_1 anında patinaja başlamış ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmıştır	107
Şekil 11.8	Bulanık kontrolör sürekli olarak devredeyken virajın dışında kalan tekerlek t_1 - t_2 aralığında patinaj yapmaktadır	108
Şekil 11.9	Viraj dönülmesi halinde viraj içinde kalan tekerlek t_1 anında patinaja başlamış ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmıştır	108
Şekil 11.10	Bulanık kontrolör sürekli olarak devredeyken virajın içindeki tekerlek t_1 - t_2 aralığında patinaj yapmaktadır	109
Şekil B.1	NB Çıkış üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezi	117
Şekil B.2	NS Çıkış üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezi	117
Şekil B.3	Z Çıkış üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezi	118
Şekil B.4	NS ve NB üyelik fonksiyonlarının ortak ağırlık merkezi	118
Şekil B.5	NS ve Z üyelik fonksiyonlarının ortak ağırlık merkezi	119
Şekil B.6	NB ve Z üyelik fonksiyonlarının ortak ağırlık merkezi	119
Şekil D.1	MCT'nin eşdeğer devresi	128
Şekil D.2	Farklı elemanların iletim gerilim düşümüne göre karşılaştırılması	129
Şekil D.3	MCT ve IGBT'nin iletim gerilim düşümüne göre karşılaştırılması	129
Şekil E.1	Saç kesitleri	131

Şekil E.2	ARM ve optik konum algılayıcısı	132
Şekil E.3	Faz seçici ve güç çeviricisi	132
Şekil E.4	Analog/dijital- dijital/analog çeviriciler ve histerizisli karşılaştırıcı	133
Şekil E.5	Giriş/çıkış kartları ve kişisel bilgisayarın anakartı	133
Şekil E.6	Deney düzeneğinin genel görünümü	134



TABLO LİSTESİ

		<u>Sayfa No</u>
Tablo 4.1	Farklı uygulama alanları için K katsayısının belirlenmesi	36
Tablo 4.2	Renault 12 model otomobile ait teknik veriler	40
Tablo 5.1	Anahtar kayıpları	49
Tablo 5.2	Eleman parametreleri	49
Tablo 7.1	Birinci motora ait bulanık kuralların matrisel gösterimi	71
Tablo 7.2	ikinci motora ait bulanık kuralların matrisel gösterimi	71
Tablo 8.1	Bulanık kontrolörün kural tabanı	78
Tablo 9.1	İleri yönde dönüş hali için faz seçiciye ait mantıksal tablo	91
Tablo 9.2	Ters yönde dönüş hali için faz seçiciye ait mantıksal tablo	91
Tablo 9.3	EPROM'un adres girişleri ile motor dönüş yönü ve çalışma durumları arasındaki ilişki	92
Tablo A.1	Faz seçici devresinde kullanılan EPROM'a ait programın dökümü	116

ÖZET

Bu tez çalışmasının amacı bir elektrikli otomobile ait tahrik sisteminin geliştirilmesidir. Bu sistemde çekiş yapan tekerlek başına bir adet olmak üzere iki adet anahtarlama relüktans motoru, bunlara ait sürücü ve kontrol devreleri bulunmaktadır.

Çalışma kuramsal ve uygulamalı olarak iki kısımdan oluşmaktadır. Elektrikli otomobilin yük karakterine uygun olması nedeniyle motorların akımları kontrol edilerek moment kontrolü uygulanmış, böylece viraj dönüşleri esnasında viraj içerisinde ve dış tarafında kalan tekerlekleri tahrik eden motorların yükü dengeli bir şekilde paylaşmaları sağlanmıştır. Ayrıca standart bir benzinli otomobilin teknik verilerinden yola çıkılarak aynı otomobili tahrik edebilecek bir anahtarlama relüktans motoru tasarımı yapılmıştır. Anahtarlama relüktans makinalarına ait güç elektroniği çeviricilerinin anahtar kayıplarının azaltılmasına yönelik olarak aynı çevirici yapısında farkı işlevler için farklı tür anahtarlama elemanları kullanılmıştır. Çekiş yapan tekerleklerin kaygan bir zemin üzerine gelmesi halinde patinaj yaparak devir sayılarını aşırı büyümesinin önüne geçmek amacıyla bir bulanık kontrol sistemi gerçekleştirilmiştir.

Sistemi oluşturan akım kontrollü anahtarlama relüktans makinası ve bulanık kontrolörün benzetim modelleri kurularak tüm sistemin bilgisayar benzetimi yapılmıştır. Benzetim sonuçları farklı sürüş ve yol şartlarında patinaj önleme sisteminin etkin olarak çalıştığını göstermiştir. Daha sonra ise iki adet anahtarlama relüktans makinasının ayrı ayrı sürülmesi ve yüklenmesi deneysel olarak gerçekleştirilmiş ve bulanık kontrolörün tüm sistemi denetlemesi sağlanmıştır. Çeşitli patinaj durumlarında deneysel olarak elde edilen sonuçların benzetim modeli üzerinde kuramsal olarak bulunan sonuçlarla tam bir uyum içerisinde olduğu gösterilmiştir.

A DIRECT DRIVE SYSTEM WITH FUZZY ANTI SKID CONTROLLER FOR ELECTRIC VEHICLES

SUMMARY

Abstract

A direct drive system with anti-skidding ability for electric cars is proposed. This system is based on switched reluctance motors and fuzzy logic control. A switched reluctance motor and its hybrid power electronic converter are designed at first. Then a fuzzy rule base is constructed and drive system's computer simulation is achieved. A PC based digital fuzzy logic controller software and necessary environmental hardware are realized and some experimental results are measured. The simulation and experimental results show that the developed system successfully drives the wheels and effectively prevents the system from skidding.

1 Introduction

During the past decade, there has been extensive research activities on electric vehicles (EV). Basically there are two main drive schemes for EV's. In the first group, the motor control technology involves to rotate the main shaft of the vehicle, similar to the combustion engine driven vehicles where power is transmitted to the wheels through a mechanical differential. The second group which is called direct drive, wheels are driven directly by the motors. Among these, brushless d.c. and switched reluctance motors with some unconventional topologies are worth to mention.

Direct drive offers various advantages. Elimination of the mechanical differential gearbox reduces the weight and the mechanical power losses and improves the overall efficiency. However, there are certain disadvantages as well. Since each wheel is driven individually, their torque and speed should be regulated continuously. It is also necessary to sustain the stability of the car even it is travelling on a flat road. Anti-skid control is another parameter for uneven slippery roads. As a result, control is complex with higher cost and lower reliability.

2 Proposed system

The objective of this study is to develop a mechanical-differentialless direct-drive schedule for electric vehicles. First the theoretical study is attempted. The switched reluctance motors is chosen for driving the rear wheels. In the first part of the study the mathematical simulation model of the whole system is formed by using the

MATLAB-SIMULINK software. The torque of SRM is proportional with the square of current and the constant current drive is impossible for high speed cases since back e.m.f. of the motor becomes dominant. It may also necessary to employ firing advance scheme or dwell angle widening techniques. Although these techniques are taken into consideration in our model, the high speed application seems not to be required as a result of the nature of the direct drive motor design technique.

2.1 Motors

A 12/8 pole switched reluctance motor is designed to drive the each rear wheel by using classical design procedures. The nominal torque of the each SRM is calculated from a standard internal combustion engine's maximum output torque value. The results of the design are not best values for the minimum weight, cost and maximum efficiency.

Since there are curves on the roads, speeds of the wheels are not equal. Each wheel has a different speed. The speed is lower for the inner wheel and higher for the outer one. The ratio of them is proportional with the radius of the road's curvature. For the conventional vehicles, the mechanical differential can regulate this. In addition, when one wheel comes on the slippery surface, the load torque drops suddenly and speed of the wheel goes up which is called skidding. When one of driven wheel skids the other wheel cant produce any torque, even on an ideal surface. The ordinary mechanical differential can't prevent this situation. In this study, an electronic anti-skidding system is proposed and it's operational principles are established by using the fuzzy logic control method.

2.2 Fuzzy Anti Skid System

The fuzzy logic control of anti-skidding system is based upon two variables. The first one is rotation angle of the steering wheel and the second is speed ratio of the driven wheels. The first fuzzy variable has three membership functions depicted in fig.1, which are defined to represent the straightforward (Z), turning left (NS) and turning right (PS) conditions.

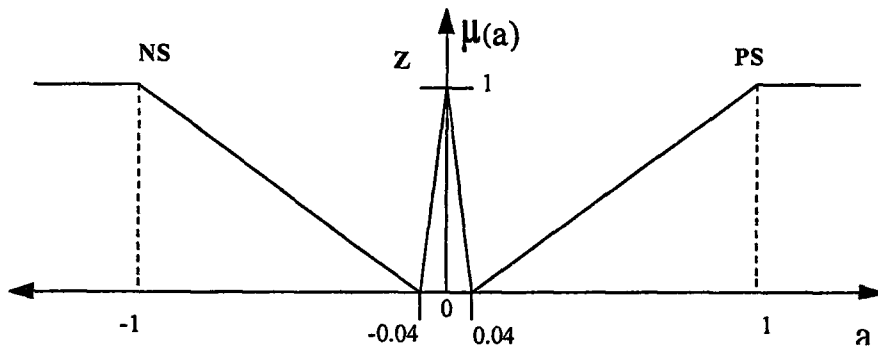


Fig.1 Membership functions representing the rotation angle of the steering wheel

The speed ratio fuzzy variable has five membership functions (NB, NS, Z, PS, PB) as shown in fig2.

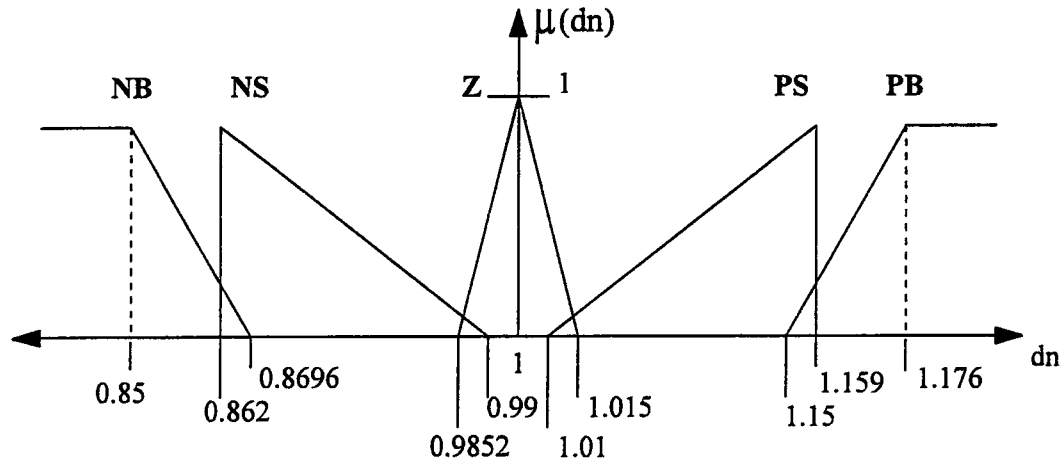


Fig.2 Membership functions representing the wheel's speed ratio

The skidding wheel can be determined by using both of the fuzzy variables the rotation angle of steering wheel and the wheels speed ratio. For example if steering wheel is not turned to any direction, car is moving straightforward, the ratio of wheels speed must be equal to one. Any other value of the ratio means one wheel is skidding. If one wheel is skidding the current of the driver motor must reduced. A set of rules can be developed for all of the driving and road conditions. The rules for each motor are shown in matrice form in fig3.

$\begin{smallmatrix} \text{dn} \\ \text{a} \end{smallmatrix}$	NS	Z	PS
NB	Z	Z	Z
NS	Z	Z	Z
Z	NS	Z	Z
PS	NB	NS	Z
PB	NB	NB	NB

I_1

$\begin{smallmatrix} \text{dn} \\ \text{a} \end{smallmatrix}$	NS	Z	PS
NB	NB	NB	NB
NS	Z	NS	NB
Z	Z	Z	NS
PS	Z	Z	Z
PB	Z	Z	Z

I_2

Fig.3 Fuzzy Associative Memories

The torque (and speed) of the skidding wheel is reduced by applying a control signal which produced by fuzzy controlled anti-skidding system. Computer simulations yielded that the fuzzy controlled anti-skidding system and torque control of the motors could easily prevent skidding, and takes the curvatures of the road succesfully. The block diagram of the system is shown in fig. 4.

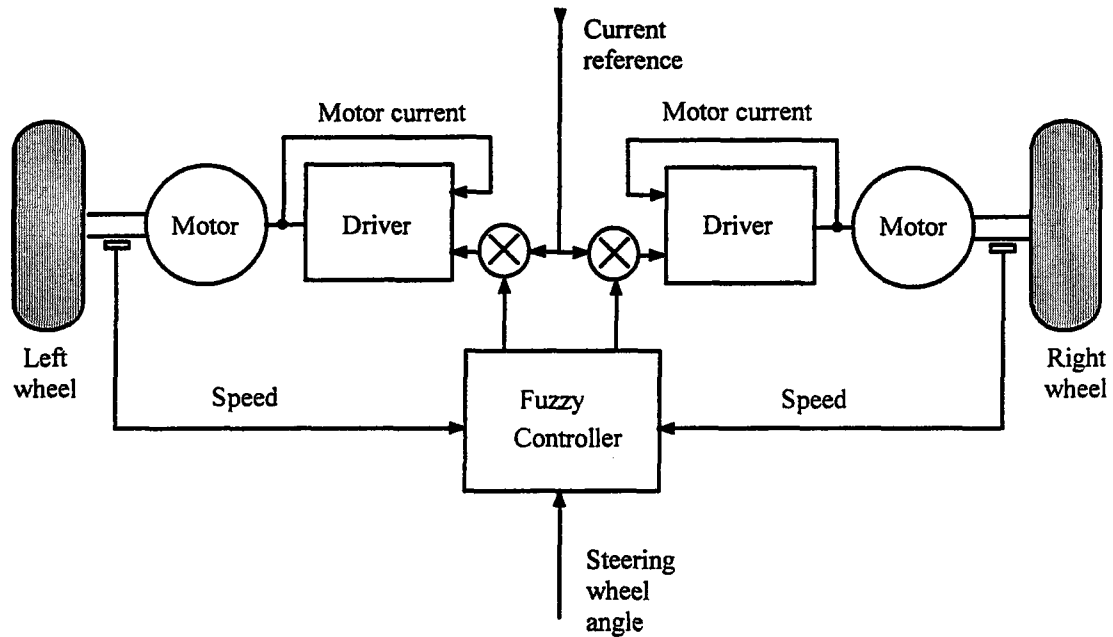


Fig.4 Block diagram of the system

3 Experimental Study

As a first part of the experimental study, two equal conventional d.c. machines are chosen and one of the motor's skid condition is established. It is observed that control system prevents skidding successfully in various simulated road and driving conditions. Experimental results verify that the fuzzy controller can successfully drives wheels in harmony without any skidding.

The second part of the experimental implementation of the study, two similar 6/4 pole switched reluctance motors are reconstructed from an earlier designed motors. These motors are not particularly designed for direct drive applications for which higher number of poles and higher radius would have been preferable. These twin motors are separately controlled by a fuzzy logic controller through two converters. The schematic diagram of the converter is shown in fig.5 which employs three MCT's for phase commutation and the upper switch, which is a MOSFET, controls the PWM operation to keep the current constant. This configuration is found flexible and useful since the high frequency switching is necessary for hysteresis band PWM current-control scheme where switching frequency is high and switching losses are dominant. The MOSFET offers advantages in this respect. On the other hand, because of the low operating frequency, the forward voltage drop and conduction power losses are dominant for commutating switches, and MCT's are better in this respect. As a result a hybrid configuration of the power converter is developed.

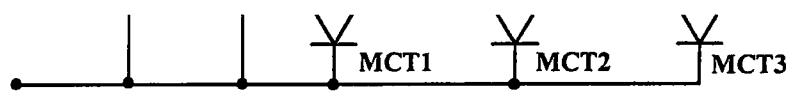


Fig.5 SRM Converter circuit

4 Conclusion

An electronic anti-skidding system is proposed to control the wheels of the electric vehicles. The developed method utilises fuzzy logic theory and regulate each wheel's speed to avoid skidding. For conventional d.c. motor drive model the current control method is applied and satisfactory regulation is calculated. For switched reluctance motor model square of the current is controlled and good regulation is also calculated. The experimental study has conducted on two dc motors and two SRMs. Results have shown that the controller could run motors for various speeds in harmony preventing skidding.

BÖLÜM 1

GİRİŞ

İçinde yaşadığımız yüzyılda son derece yoğun olan insan ihtiyaç ve ilişkileri, bireyleri günlük yaşamda sıklıkla bir yerden bir yere gitmek zorunda bırakmaktadır. Bu seyahatler şehir içi olabildiği gibi şehirler veya ülkeler arası da olabilmektedir. Özellikle şehir içi ve yakın şehirler arasında ulaşımında en pratik çözüm yolu otomobil kullanılmaktadır. Otomobil yani özitmeli taşıt düşüncesi 15. yüzyıldan itibaren insanları araştırmaya yöneltmiş ve çoğunluğu mekanik çeşitli düzenler yardımı ile arabalar hareket ettirilmeye çalışılmıştır. Günümüz anlamındaki ilk otomobil 1769 yılında . Fransız mucit Nikolas-Joseph Cugnot tarafından gerçekleştirilmiştir. Cugnot'nun otomobili buhar gücüyle hareket eden, üç tekerlekli, dört kişilik ve son sürati 3.6 km/h olan bir araçtı. Buhar gücü ile tahrik edilen otomobiller patlama riski, duman, yüksek gürültü ve yakıt olarak kullanılan odun veya kömürün de araç içinde taşınmasının pratik olmaması nedeniyle oldukça sorunlu sistemlerdi. 1876'da Alman mühendis Niklaus August Otto, dört zamanlı benzin motorunu geliştirerek bu gün kullanılan araçların şekillenmesini sağladı. Bu olaydan 20 yıl kadar sonra otomobil üreten firmaların sayısı birkaç yüz'e ulaşmıştı [1].

Otto'nun motoru temel prensiplerinde önemli bir değişiklik yapılmaksızın otomobilleri bu güne kadar başarı ile taşımıştır. Ancak petrol türevleri yakıldığında ortaya çıkan zehirli gazlar ve benzin motorlarının çalışmasında oldukça önemli görevler üstlenen kurşun elementinin egzost gazıyla çevreye yayılması ayrıca benzinli motorlarda kullanılan ve sıklıkla değiştirilen kullanılmış motor yağları önemli ölçüde hava ve çevre kirliliğine yol açmaktadır. Bunlara ek olarak motorlu araç sayısının gün geçtikçe çok hızlı bir şekilde artması ve petrol kaynaklarının tükenme noktasına yaklaşması, artık vazgeçilmez bir araç olan otomobili farklı tahrik sistemleri ile hareket ettirmenin yollarını bulmayı kaçınılmaz kılmıştır. Temiz ve

yaygın bir enerji kaynağı olan elektrik enerjisinin bu konunun dışında bırakılması ise mümkün değildir. Elektromobil adı verilen bu otomobiller çeşitli türlerdeki elektrik motorları ile hareket ettirilmektedirler. Bir elektrikli otomobilin tahrik sistemi temel olarak elektrik enerjisi kaynağı, elektrik motoru ve kontrol sisteminden oluşmaktadır. Elektrikli otomobiller, atık gazlar oluşturmamaları ve motor yağı kullanmaması sonucu çevre dostu olmalarının yanında bir mekanik vites kutusuna ihtiyaç duymamaları, frenleme esnasında enerjiyi geri kazanabilmeleri, sessiz çalışmaları gibi özellikleri ile klasik içten yanmalı motorlara sahip otomobillere karşı önemli avantajlar sağlamaktadırlar. Ancak kullanılan akümülatörlerin ağır, hantal, kapasitelerinin sınırlı ve dolun sürelerinin oldukça uzun olması, aynı şekilde elektrik motorlarının da güç/ağırlık ve güç/hacim oranlarının kötü olmasından dolayı bu gün için benzinli otomobillerin yerini tam olarak alamamaktadır. Enerji depolama ile ilgili bir karşılaştırma yapılırsa, dolu bir benzin deposu, ucuz ve yaygın olarak kullanılan bakımsız tip kurşun-asit akümülatörlere göre 50 kat fazla enerjiyi ağırlıkça 100 kat daha hafif olarak depolayabilmektedir [2,3]. Elektrikli otomobillerin önemli bir kriteri menzili yani hiç durmaksızın gidebileceği mesafedir. Menzili etkileyen başlıca faktörler;

- Kilometre başına elektrik enerjisi tüketimi
- Akümülatörün enerji yoğunluğu
- Ağırlık
- Hava sürtünmesi ve diğer sürtünme kayıpları
- En yüksek hız
- Akümülatör-motor-güç elektroniği sistemlerinin verimi olarak sıralanabilir.

Menzili arttırmak için yapılan çalışmalar kısaca gruplanırsa [2,3,4];

- Daha yüksek şarj/deşarj verimine sahip ve düşük ağırlıklı akümülatörler geliştirilmesi. Bu araştırmalarda Ni-Cd ($\eta=75\%$) ve Na-S ($\eta=91\%$) tipi akümülatörler öne çıkmaktadır. Bunlara ek olarak literatürde, çok büyük kapasiteli kondansatörler ve elektromekanik bataryalar adı verilen çok yüksek

hızda dönen volanlar yardımı ile de enerji depolanan uygulamalara da rastlanmaktadır. Sözü edilen elektromekanik bataryalar 5-10 kWh/kg'lık güç ağırlık oranları ile klasik elektrokimyasal akümülatörleri ve hatta içten yanmalı motorları bile geride bırakmaktadırlar.

- Yüksek motor ve çevirici verimi. Bir elektrik makinasını güç elektroniği düzenleri olmaksızın etkin bir şekilde kontrol etmek mümkün değildir. Bu sebeple bu iki ünite bir arada değerlendirilmelidir. Farklı motor tipleri ve yapıları en yüksek verim ve güvenilirlik elde edilecek şekilde ele alınmaktadır. Aynı şekilde çeşitli güç elektroniği çevirici yapıları, anahtarlama elemanları ve kontrol kuramları araştırılmaktadır.
- Ağırlığın azaltılması. Taşıtın menzili ağırlığı ile ters orantılı olarak değişmektedir. Otomobilin gövdesi ve kaçınılmaz olarak bulunması gereken diğer kısımları (koltuklar, fren donanımı, kumanda tablosu, rüzgar perdesi, kapılar, tekerlekler vs) kullanışlı, sağlam ve hafif olarak tasarlanmalıdır.
- Hava sürtünmesi. Özellikle yüksek süratlerde motor gücünün çok büyük bir kısmı havanın arabaya karşı gösterdiği direnci yenebilmek için kullanılmaktadır. Bu nedenle otomobilin dış çizgileri minimum hava sürtünme direnci teşkil edecek şekilde biçimlendirilmelidir.
- En yüksek hız. Otomobilin menzilini etkileyen diğer bir önemli parametredir. 100 km/s üzerindeki hızlarda hava, otomobilin hareketine süratinin üçüncü kuvvetiyle orantılı bir direnç gösterir.

BÖLÜM 2

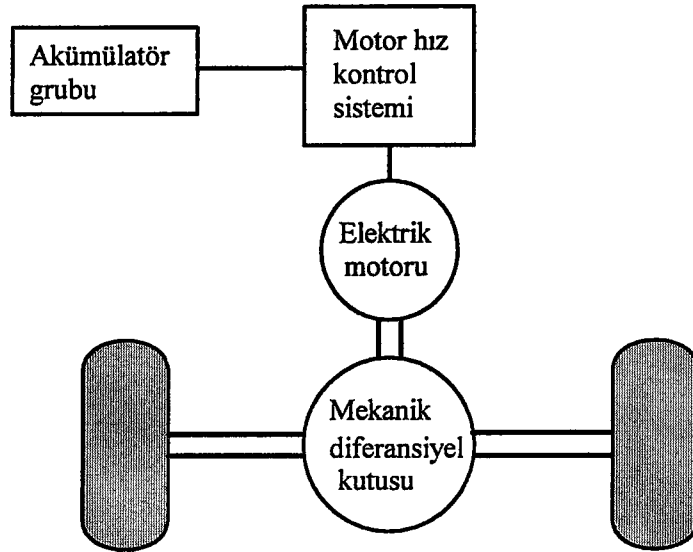
TEMEL ELEKTRİKLİ OTOMOBİL YAPI VE TEKNOLOJİLERİ

2.1 TEMEL ELEKTRİKLİ OTOMOBİL YAPILARI

Elektrikli otomobiller için farklı tahrik düzenleri ortaya atılmıştır. Bunlar tamamen elektrik enerjisi ile hareket eden sistemler ve elektrik enerjisi ile içten yanmalı motorların birlikte kullanıldığı karma sistemlerdir. Aşağıda bu sistemlere kısaca göz atılacaktır [4,5,6].

2.1.1 Akümülatör, Elektrik Motoru ve Mekanik Diferansiyelden Oluşan Sistem

Bu yapı içten yanmalı motorlu taşıtlarda kullanılagelen klasik sistemdir. İçten yanmalı motor ve yakıt deposu, elektrik motoru ve akümülatör ile yer değiştirmiştir. Şekil 2.1 de sistemin blok şeması gösterilmiştir.

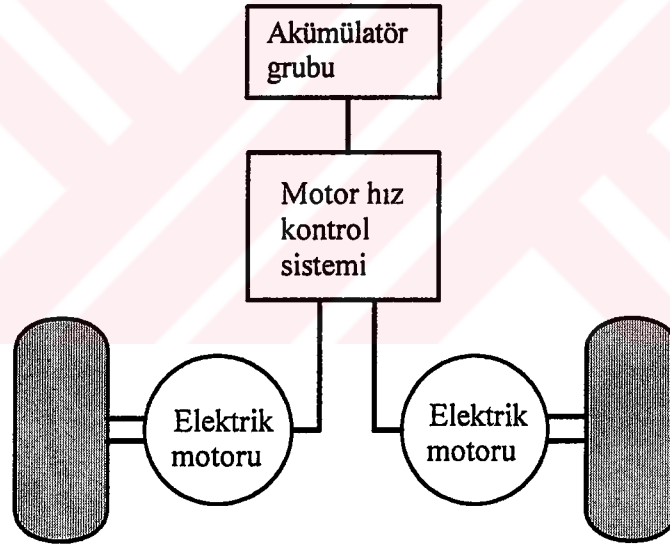


Şekil 2.1 Akümülatör, elektrik motoru ve mekanik diferansiyelden oluşan sistem

Ayrıca elektrik motorlarının hız kontrol esnekliğinin bir sonucu olarak vites kutusu kaldırılmıştır. Ancak motorun dönüş hareketini çekiş yapan tekerleklere iletmek ve bu tekerlekler arasındaki güç dağılımını düzenlemek amacıyla bir mekanik diferansiyel kutusu kullanmak gerekli olmaktadır.

2.1.2 Akümülatör ve İki Elektrik Motoru Kullanılan Diferansiyelsiz Sistem

Bu sistemde çekiş yapan iki tekerlek (öndeki veya arkadaki çift) Bağımsız birer motor ile doğrudan tahrik edilmektedir. Motorlar için uygun kontrol kuralları belirlenerek aracın farklı yol şartlarında optimum çekiş sağlamasının yanısıra mekanik aktarma organlarının kullanılmamış olması verimi ve güvenilirliği artırırken bakım ihtiyacını da azaltmaktadır. Sistemin blok şeması Şekil 2.2 de gösterilmiştir.

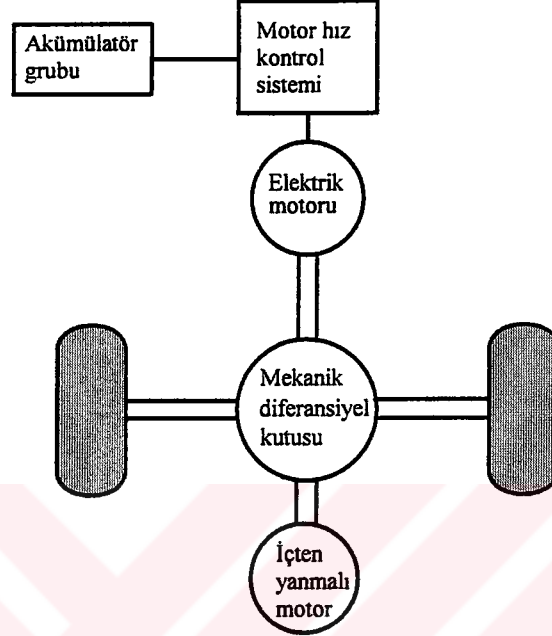


Şekil 2.2 Akümülatör ve iki elektrik motoru kullanılan diferansiyelsiz sistem

2.1.3 Akümülatör, Elektrik Motoru ve İçten Yanmalı Motordan Oluşan Karma Sistem

Paralel olarak çalışan elektrik motoru ve içten yanmalı motor, taşıtın mekanik güç hattına aynı anda ve sürekli olarak bağlıdırlar. Duruma göre biri veya diğeri taşıtı hareket ettirmektedir. Bu seçim, yol şartlarının değişmesi (sıkışık trafik veya

otoban), akümülatörlerin tamamen boşalması veya yakıtın tükenmesi gibi hallerde optimal çalışmayı sağlamak amacıyla veya zorunluluklar sonucu yapılabilir. Blok şeması Şekil 2.3 de gösterilen bu tahrik sistemi “paralel karma sistem” olarak adlandırılmaktadır.



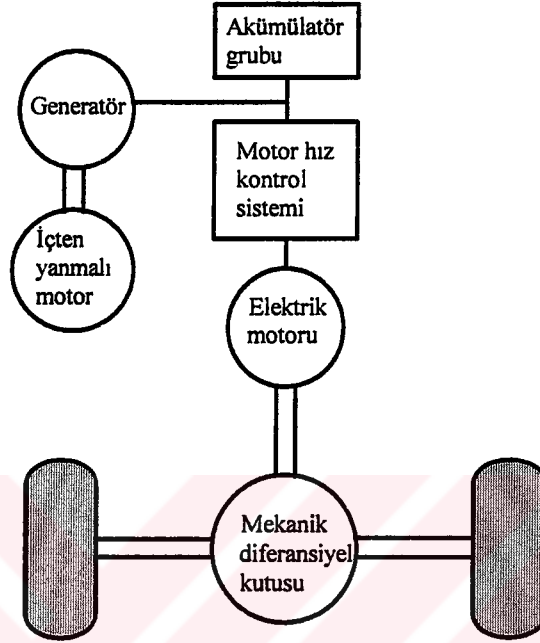
Şekil 2.3 Akümülatör, elektrik motoru ve içten yanmalı motordan oluşan paralel karma sistem

2.1.4 Akümülatör, Elektrik Motoru, Generatör ve İçten Yanmalı Motordan Oluşan Karma Sistem

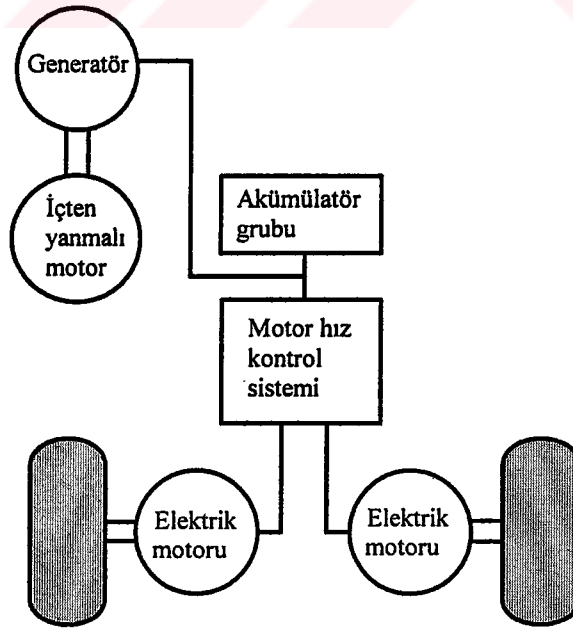
Bu sistemde otomobil daima elektrik motoru (veya motorları) tarafından hareket ettirilmektedir. İçten yanmalı motor ve generatör ise akümülatörün doldurulması ve elektrik güç hattının beslenmesi görevlerini üstlenmişlerdir. Bu tip sistem ise “seri karma sistem” adını alır.

Karma sistemler sadece elektrik enerjisi kullanan tahrik sistemlerine göre daha pahalıdır. Ancak daha geniş bir uygulama alanına sahiptirler. Genel olarak otomobillerde kullanılan içten yanmalı motorlar değişik devir sayılarında çalışmak zorunda olduğundan çalışma esnasında verim ve atık gaz miktarları büyük değişimler göstermektedir. Oysa seri karma sistemde içten yanmalı motor, verim ve atık gazlar

açısından en uygun hızında sabit hızlı olarak çalıştırılmaktadır. Şekil 2.4 de sistemin tek bir elektrik motoru ve bir mekanik diferansiyel kutusu kullanılarak gerçekleştirilmesi durumundaki blok şeması verilmiştir. Şekil 2.5 de ise tekerlek başına birer elektrik motoru kullanılan seri karma sistemin blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 2.4 Bir elektrik motoru ve mekanik diferansiyel kullanılan seri karma sistem



Şekil 2.5 Tekerlek başına bir elektrik motoru kullanılan seri karma sistem

2.2 ELEKTRİKLİ OTOMOBİLLERDE KULLANILAN MOTORLAR

Elektrikli otomobillerde kullanılan motorlar dört temel grupta toplanabilir. Bunlar, doğru akım motorları, üç fazlı asenkron motorlar, sabit mıknatıslı senkron motorlar (veya fırçasız doğru akım motorları) ve anahtarlama relüktans motorlarıdır. Aşağıda adı geçen motorlar ve tahrik sistemleri kısaca incelenecektir.

Doğru akım motorları düzgün momenti, yol alma, işletme ve kontrol esnasındaki üstünlükleri nedeniyle en pratik çözüm olarak belirlemektedir. Bu gün bile pek çok uygulama alanında doğru akım makinalarının egemenliği sürmektedir. Makina diğerlerine göre daha pahalı olmasına karşılık, kontrol donanım ihtiyaçları daha basit ve ucuzdur. Bu nedenle ilk elektrikli araç hız kontrolu uygulamalarında doğru akım motorları basit gerilim bölücü sistemlerle beraber kullanılmışlardır. Buna karşılık fırça-kollektör düzeninin periyodik olarak bakım gerektirmesi ve yüksek hızlarda süratle aşınması temel dezavantajını teşkil eder [7,8].

Kafesli asenkron makinalar ise daha ucuz ve sağlamdır. Ancak değişken hızlı uygulamalarda kullanılabilmeleri için gereken kontrol sistemlerinin oldukça karmaşık ve pahalı olmaları nedeniyle uzun bir süre özellikle sabit hızlı uygulamalarda tercih edilmişlerdir. 1930'larda elektron tüpleri ile elektronik kontrol devri başlamış ve 1950'lerde güç yarıiletkenlerinin ortaya çıkması ile bu günkü modern kontrol sistemlerinin temelleri atılmıştır. Güç elektroniği ve mikroelettronikteki gelişmeler paralelinde alternatif akım sürücü sistemlerinin performansları artarken maliyetleri de düşmüştür. Bir doğru akım makinasının aksine alternatif akım makinaları karmaşık bir elektromagnetik yapıya sahiptir. Bu yapıda bir çok karşıt endüktans yer almakta ve motorun toplu parametrelerine ilişkin bağıntılar nonlineer nitelik taşımaktadır. Bu nedenle karmaşık kontrol algoritmaları ve hızlı gerçek zaman işaret işleme sistemlerine gerek duyulmaktadır. Son 30 yılda güç elektroniği, mikroelettronik ve mikrobilgisayar alanlarında yapılan araştırma ve yatırımlar sonucu fiyat ve kontrol performansları tatmin edici bir düzeye ulaşmış ve farklı uygulama alanlarında yaygın olarak kullanılmaya başlamışlardır. Bütün gelişmelere rağmen bazı uygulamalarda kafesli asenkron makinanın yüksek devir

sayılarındaki moment zaafiyeti hala sorun teşkil etmektedir. Kafesli asenkron makinalarının elektrikli taşıt uygulamalarında yer almaları ise 1980' lerin ortalarına doğru başlamıştır [7,8].

Son yıllarda sabit mıknatıslı senkron makinalarda (SMSM) dikkat çekici bir gelişim görülmektedir. Bu makinanın özel bir türü aynı zamanda fırçasız doğru akım makinası (FDAM) veya elektronik kollektörlü doğru akım makinası olarak da anılmaktadır. Sıradan bir senkron motora göre avantajı, alan sargısının, uyarma kaynağının ve fırça-bilezik düzeninin bulunmamasıdır. Bunun sonucu olarak daha basit bir yapıya, daha düşük kayıplara sahiptir ve her devir sayısı ve yüklenme durumunda yüksek bir verimle çalışmaktadır. Tüm kontrol işlemleri stator büyüklükleri değiştirilerek yapılabilmektedir. Güç/ağırlık oranı büyük olan bu makinalar seçilen kontrol kural ve yöntemine göre bir doğru akım makinası veya bir senkron makina gibi davranabilmektedir. SMSM (veya FDAM) rotor tarafından uyarma alanı kontrolü yapmaya olanak sağlamamaktadır. Ayrıca sabit mıknatıs malzemelerin fiyatlarının yüksek, mekanik dayanımının düşük olması, aşırı ters mıknatıslanma ve ısınma ile magnetik özelliklerinin bozulması bu motorların zayıf yönlerini oluşturmaktadır [4,7,8,9].

Prensipleri 100 yılı aşkın bir süre önce ortaya konmuş olan anahtarlama relüktans makinesi (ARM) son 10 yıldır düşük ve orta güçlü tahrik sistemlerinde ilgi çekmeye ve kullanılmaya başlamıştır. Hem statorunda hem de rotorunda çıkıntılar (kutuplar) bulunan anahtarlama relüktans makinesi, ucuz, basit ve imalatı kolay bir makinedir. Rotoru yalıtılmış saç paketi kullanılarak yapılmıştır ve herhangi bir sargı veya mıknatıs içermemektedir. Stator kutupları üzerinde ise basit bir şekilde sarılmış olan stator sargıları yer almaktadır. Stator sargılarından akan akımlar rotor pozisyonuna bağlı olarak uygun zamanlarda anahtarlara sürekli bir dönme hareketi ve döndürme momenti elde edilmektedir. Bu momentin ani değeri rotor pozisyonuna ve stator akımına bağlı olarak doğrusal olmayan bir biçimde değişmektedir. Anahtarlama relüktans motorunun kontrol teknolojisi, gürültü ve titreşim sorunları halen bir çok araştırmacı tarafından incelenmektedir [9,10,11,12,13,14]. Bunlara ek olarak literatürde iki çıkış mili olan disk rotorlu eksenel akıllı elektrik motorları ve

ARM veya FDAM nin özel bir uygulaması olan dış rotorlu tekerlek motorlara gün geçtikçe artan bir sıklıkla rastlanmaktadır [15,16,17].

2.3 ÇEVİRİCİ TEKNOLOJİLERİ

Çevirici, bir tahrik sisteminin en önemli elemanlarından biridir. Temel çevirici yapıları, (kontrollü doğrultucular, kıyıcılar, eviriciler ve direkt frekans çeviricileri) endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Yeni kontrol teknikleri ve yeni elemanlar bu sistemlerin performanslarında dikkate değer iyileşmeler sağlamıştır. Örneğin Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM), eviricilerde motor akımı dalga şeklini sinüs dalga şekline yaklaştırarak verimi arttırmış ve motor davranışını iyileştirmiştir. Eskiden bütün çevirici sistemlerinde yaygın olarak kullanılan tristörlerin yerini bu gün uygulamaya bağlı olarak GTO, BJT, MOSFET, IGBT ve MCT adları verilen elemanlar almıştır. Bu elemanlar, komutasyon devrelerinin basitleşmesini veya ortadan kalkmasını sağlarken anahtarlama frekansının da büyütülebilmesine imkan tanımaktadır. Çeyrek yüzyılı aşkın bir süredir kullanılagelen tristörler bu gün büyük bir oranda yalnızca doğal veya şebeke komutasyonlu sistemlerde kullanılmaktadır. GTO, (Gate Turn-off Thyristor: Kapıdan Tıkanabilen Tristör) orta-yüksek güç ve düşük-orta frekanslı, BJT, (Bipolar Junction Transistor: Bipolar Jonksiyonlu Transistör) düşük-orta güç ve frekanslı, MOSFET, (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor: Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör) düşük-orta güç ve çok yüksek frekanslı uygulamalarda kullanılmaktadır.

Yukarıdakilere ek olarak bazı karma elemanlar da yeni nesil çeviricilerde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bunlardan IGBT, (Insulated Gate Bipolar Transistor: Kapısı İzole Edilmiş Bipolar Transistör) ve MCT, (Mos Controlled Thyristor: MOS Kontrollü Tristör) en önemlileridir. Her ikisinin de iletim gerilim düşümleri küçüktür ve her ikisi de MOSFET' in kolay sürülebilme ve nispeten yüksek frekanslı anahtarlama yapabilme üstünlüğüne sahiptir. Bu nedenle yüksek verimli çeviricilerin gerçekleştirilmesinde tercih edilirler [18,19,20,21,22,23].

2.4 ÖNERİLEN SİSTEM

Aşağıda bu çalışmada gerçekleştirilmesi hedeflenen elektrikli otomobilin temel özellikleri kısaca sunulmaktadır.

- **Tahrik Sistemi:** Otomobil dört tekerlekli ve arkadan itişli olarak belirlenmiştir. Arkadaki iki tekerlekten her biri bir motor tarafından doğrudan sürülmektedir. Böylece sistemde bir mekanik diferansiyel kutusu kullanılmasına gerek kalmamıştır. Ayrıca motorlardan birinin bozulması halinde bile otomobilin hareket edebilmesi mümkün olmaktadır. Motor olarak iki adet 6/4 kutuplu anahtarlama relüktans motoru seçilmiştir. Motorlar ve sürücüler amaca uygun olarak tasarlanmışlardır.
- **Akümülatörler:** Alışılmış kurşun-asit akümülatörler kullanılması öngörülmüştür. Akümülatörlerin şebekeden şarj edilebilmelerinin yanısıra otomobil üzerinde yer alan güneş petekleri ile de desteklenmesi düşünülmektedir. Böylece seyir veya park halinde de akülerin bir miktar şarj olmaları mümkün olabilecektir.
- İki motorun optimum çekiş sağlaması için mekanik diferansiyel kutusunun yerini alacak ve buna ek olarak mekanik diferansiyelin olumsuz yönlerini içermeyecek bir bulanık kontrol sistemi yazılımı ve donanımı bulunmaktadır.

2.4.1 Bir Elektrikli Taşıt Motoru Olarak Anahtarlama Relüktans Makinası

Anahtarlama Relüktans Makinaları taşıma uygulamalarına oldukça iyi uyum sağlamışlardır. Aşağıda bu makinaların bazı özellikleri sıralanmıştır [9,10,11,24,25].

- Yapıları sadedir. Basitçe sarılmış bobinler sadece stator kutupları üzerine yerleştirilmiştir. Rotor üzerinde sargı, mıknatıs veya kollektör bulunmamaktadır. Bunun sonucunda ARM'ler diğer elektrik makinalarına göre daha ucuz, güvenilir ve küçük hacimli çözümler sağlamaktadır.

- Dönüş hareketinin meydana getirilmesi için faz akımlarının yön değiştirmesi gerekmediği için tek kutuplu (unipolar) bir güç elektroniği çevirici devresi yeterli olmaktadır (asenكرون motor ve fırçasız doğru akım motorlarının aksine). Bunun sonucunda daha az anahtarlama elemanı kullanılmakta ve maliyet azalmaktadır.
- Fırçasız bir makina olması bakım ihtiyacını ortadan kaldırmaktadır.
- Bir dişli kutusu veya kontaktör kullanılmadan kolaylıkla dönüş yönü tersine çevrilebilmektedir.
- Bütün devir sayılarında enerji geri kazanımlı frenleme yapılabilmekte, böylece taşıtın yavaşlatılması kolaylaşmakta ve enerji tasarrufu sağlanmaktadır.
- Yüksek kalkış momentleri üretebilmektedir.
- Stator sargı akımlarının rotor pozisyonuna sabit bağlı olarak anahtarlama halinde ARM, seri uyarmalı bir doğru akım makinasının moment-devir sayısı karakteristiğini gösterir. Ancak, anahtarlama zamanlamaları değiştirilerek istenilen moment veya güç-devir sayısı karakteristiği elde edilebilmektedir. Bu, farklı uygulama alanlarında büyük bir esneklikle kullanılabilmesine olanak sağlar.
- Ciddi bir soğutma problemi yoktur. Rotor ısı kayıpları sadece rotor saç paketinin demir kayıplarından ibaret olması nedeniyle çok küçüktür. Toplam ısınmanın büyük bölümünün ortaya çıktığı stator sargı ve stator kutupları ise makinanın basit yapısı nedeniyle kolayca soğutulabilmektedir.
- Yüksek moment/eylemsizlik momenti oranı nedeniyle iyi bir hızlanma ve yön değiştirme karakteristiğine sahiptir.
- Çeviricide kullanılan anahtarlama elemanları istenmeyen bir zamanda ilettime geçseler bile devre yapıları sonucu çok büyük bir hasar ortaya çıkmaz.

ARM nin yukarıdaki olumlu özelliklerine karşılık;

- Akustik gürültü seviyesi oldukça yüksektir.
- Özellikle düşük hızlarda moment salınımları ortaya çıkmaktadır.
- Rotor konumunun sürekli olarak belirlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla çeşitli konum algılayıcıları kullanılmakta veya stator endüktansının rotor konumuna bağlı olarak değişmesinden rotor konumu belirleyen özel metodlar kullanılmaktadır.
- Makina ile sürücü güç elektroniği devresi arasında çok sayıda bağlantı yapılmasına ihtiyaç vardır. Örnek olarak 6/4 kutuplu bir anahtarlama relüktans makinasında stator ve çevirici güç elektroniği devresi arasında altı adet iletken ile bağlantı yapılmaktadır. Ayrıca motor üzerine yerleştirilen konum algılayıcılarla kontrol devresi arasında da ek bağlantılar bulunmaktadır.
- Yüksek momentler üretilmesi için hava aralığının çok küçültülmesi gerekmektedir. Bu da imalat esnasındaki toleransları küçültmektedir. Buna ek olarak çok küçük hava aralıkları bırakılması durumunda rotor çok hassas olarak yataklanmalıdır. Ayrıca yatakların aşınması durumunda rotorun statora sürtme tehlikesi de ortaya çıkacaktır.
- Moment-devir sayısı özellikleri doğrusallıktan uzaktır.
- VA gereksinmesi yüksektir.

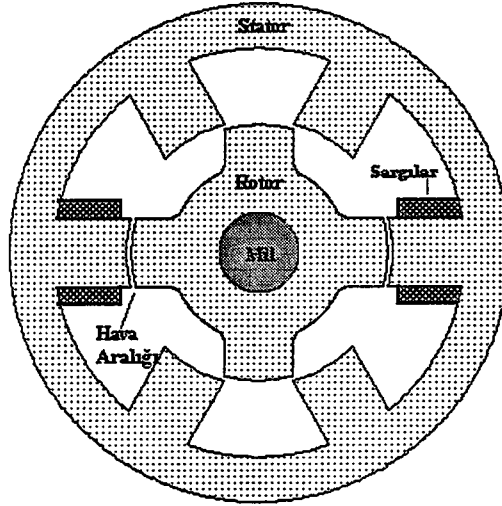
BÖLÜM 3

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORLARI

Anahtarlamaalı relüktans makinası (Switched Reluctance Machine, SRM) ilk kez İskoçyada 1838 yılında Dawidson tarafından bir lokomotifi hareket ettirmek için kullanılmıştır. 1920' lerde ise C.L.Walker tarafından bu günkü ARM' lerin özelliklerini taşıyan bir adım motoru icad edilmiştir. 1971 ve 1972 de Bedford ve Hoft rotor konumuna eş zamanlı olarak stator sargı akımlarını anahtarlayarak bu günkü modern ARM'lerin şekillenmesini sağlamışlardır. Ayrıca rotor ve stator kutup geometrileri ve güç elektroniği çevirici yapıları üzerine de araştırmalarda bulunmuşlardır. Avrupa'da anahtarlamaalı relüktans motorlarının ticari bir önem kazanması Byrne ve Lawrenson tarafından sağlanmıştır. Ayrıca SRDL (Switched Reluctance Drives Ltd.) tarafından yapılan çeşitli çalışmalar 80'lerin başında bu makineye olan ilgiyi arttırmıştır. SRDL'nin ilk lisanslı üreticilerinden olan Tasc Drives (bu gün Oulton Drives adını almıştır), endüstriyel uygulamalar için gücü 4kW ile 80kW arasında ARM tahrik sistemleri gerçekleştirmiştir [24] . Günümüzde imalatının basit ve ucuz olması ve çevirici güç elektroniği devresinde diğer kollektörsüz makinalara oranla daha az anahtarlama elemanına ihtiyaç duyulması gibi üstünlükleri sayesinde değişken hızlı tahrik sistemi uygulamalarında pay sahibi olmaya başlamıştır.

3.1 ARM DE ENERJİ DÖNÜŞÜMÜNÜN PRENSİPLERİ

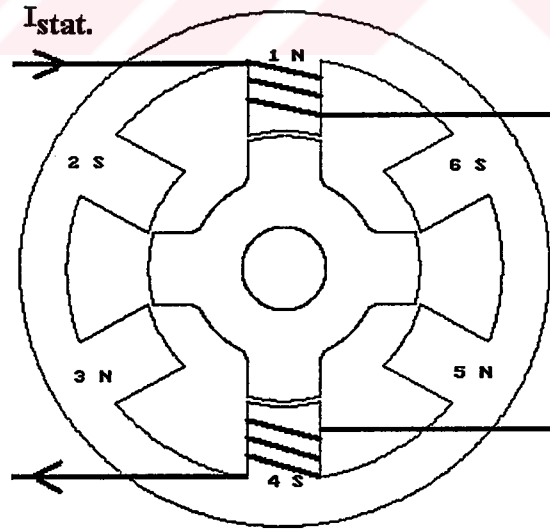
Şekil 3.1 de 6/4 kutuplu bir ARM kesiti gösterilmiştir. Motor üç fazlıdır ve her fazda karşılıklı stator kutuplarına sarılmış, akıları birbirini destekleyecek yönde bağlanmış iki bobin bulunmaktadır (bir faza ait sargılar gösterilmiştir). Bu bağlantı seri veya paralel olarak yapılabilir. ARM'de bazı rotor konumlarının özel tanımları vardır. Aşağıda bu temel konumlar ve gerekli açıklamalar bulunmaktadır [9,24,26].



Şekil 3.1 6/4 Kutuplu ARM'nin kesiti

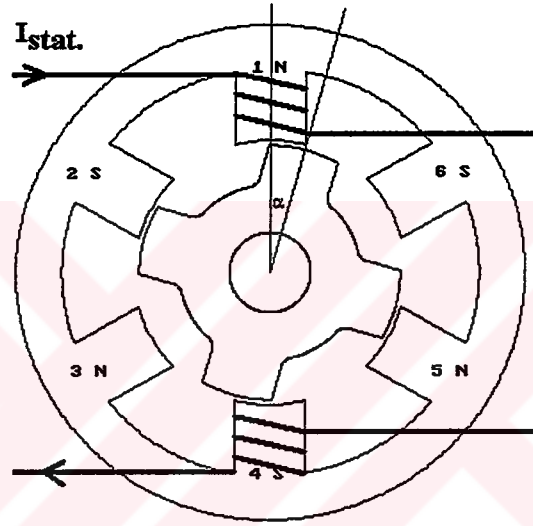
3.1.1 Yüzyüze (Aligned) Konum

Rotor kutuplarından birisi stator kutuplarından bir tanesiyle tam olarak karşı karşıya geldiğinde bu durum ilgili faz için yüzyüze (aligned) konum olarak tanımlanır.(Şekil 3.2). Rotor bu konumdayken yüzyüze bulunduğu stator kutup sargılarından akım akıtılması halinde bir moment üretilmez.



Şekil 3.2 Rotorun yüzyüze konumu

Rotor'un yüzyüze konumda bulunduğu stator kutbunun sargılarından akım akıtılıken rotor döndürülerek yüzyüze konumdan uzaklaştırılırsa (şekil 3.3), tekrar bu konuma döndürücü yönde bir moment meydana gelecektir. Yüzyüze konumda magnetik relüktansın en küçük değerinde olması nedeniyle relüktans ile ters orantılı olan faz endüktansı en büyük değerini alır. Düşük akı seviyelerinde relüktansın nerede ise tamamı hava aralığında ortaya çıkar. Ancak karşılıklı iki kutbu birbirine bağlayan stator boyunduruğunun oluşturduğu uzun magnetik yolda da önemli ölçüde magnetomotor kuvvet tüketilir bu da yüzyüze konumdaki endüktansı azaltıcı bir etki yapar.

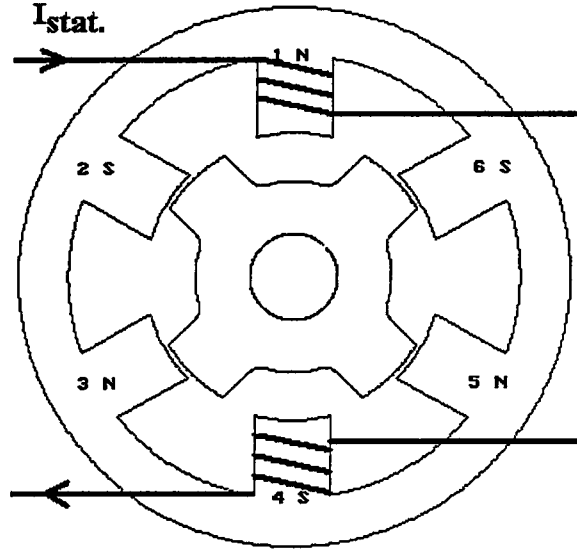


Şekil 3.3 Rotorun yüzyüze konumdan uzaklaştırılması

3.1.2 Ortalanmış (Unaligned) Konum

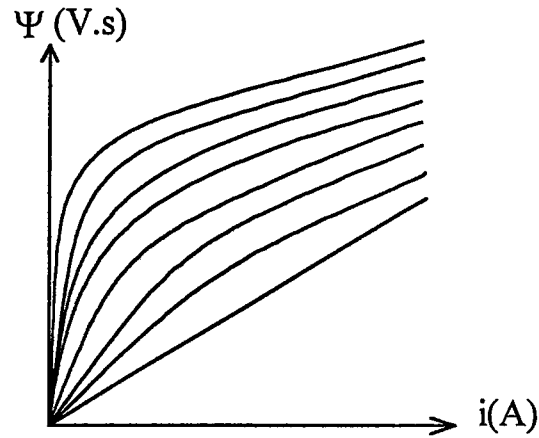
Bir stator kutbu ile ardarda dizilmiş iki rotor kutbunun radyal eksenlerinin açıortaylarının çakıştığı Şekil 3.4 de gösterilen konuma ortalanmış (unaligned) konum adı verilir. Rotorun bu konumunda da moment üretilmez. Eğer rotor ortalanmış konumdan bir miktar uzaklaştırılırsa rotoru yüzyüze konuma getirmek üzere bir moment meydana gelecektir. Ortalanmış konum, rotorun kararsız bir durumudur. Bu konumda faz endüktansı en küçük değerini almaktadır. Bunun sebebi rotor ve stator arasındaki büyük hava aralığından dolayı relüktansın en büyük

değerinde olmasıdır. Hava aralığının relüktansı, çelik malzemeninkine göre çok büyüktür.



Şekil 3.4 Rotorun ortalanmış konumu

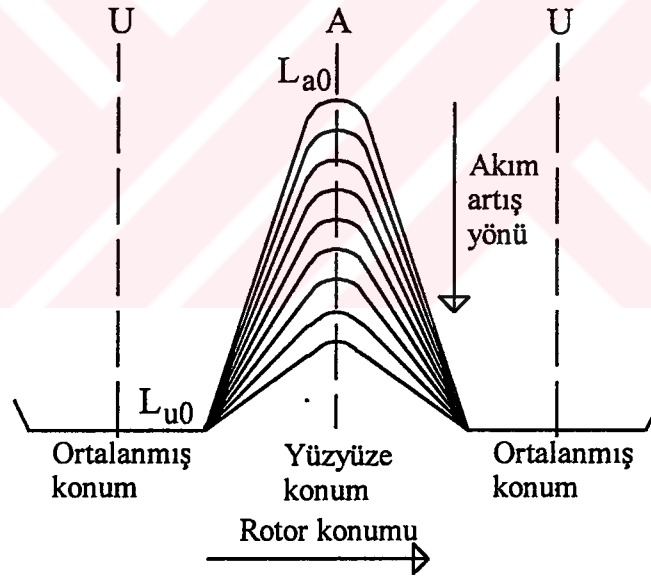
Ortalanmış konumdaki mıknatıslanma eğrisinde yüzyüze konumdakinin aksine belirgin bir doyma etkisi görülmez. Bunun sebebi ortalanmış konumda büyük miktarda kaçak akıların meydana çıkmasıdır. Şekil 3.5 de gösterilen ortalanmış ve yüzyüze konumlara ait mıknatıslanma eğrileri yüksek akı seviyelerinde birbirlerine yakınsarlar ancak asla kesişmezler.



Şekil 3.5 Mıknatıslanma eğrileri

3.1.3 Rotorun Ara Konumları

Rotor'un ortalananmış ve yüzyüze konumlar arasındaki konumları için ortaya çıkan mıknatıslanma eğrileri yüzyüze ve ortalananmış konumların mıknatıslanma eğrilerinin arasında yer alır. Mıknatıslanma eğrileri ARM'nin momentinin hesaplanmasında, sargı ve saç paketlerinin boyutlandırılmasında kullanılan önemli bir parametredir. Faz endüktansının değeri rotor konumu ve faz akımına bağlı olarak büyük miktarda değişim göstermektedir. Anahtarlamalı relüktans motorunun teorisinde yer alan en anlamlı iki endüktans değeri, doymasız durumda yüzyüze konumdaki faz endüktansı değeri (L_{a0}) ve yine doymasız halde ortalananmış konumdaki faz endüktans (L_{u0}) değeridir. Eğer (ψ , gerçek akı değeri olmak üzere) faz endüktansı ψ/i şeklinde tanımlanırsa, rotor konumuna bağlı olarak değişim gösteren bir endüktans eğrisi elde edilir. Şekil 3.6 da akım parametre seçilerek elde edilen eğri takımı gösterilmiştir.



Şekil 3.6 Faz endüktansının rotor konumuna göre değişimi

3.1.4 Ani Moment

Stator fazlarından birinden akım akmaya başladığında, o faz ile bir rotor kutbunun yüzyüze konumda olmaması koşuluyla rotor üzerinde bir moment meydana gelir. Bu

moment, rotoru relüktansın azaldığı diğer bir değişle faz endüktansının arttığı yöne doğru döndürmeye çalışır. Hareket, endüktansın en büyük değerini aldığı konuma kadar devam eder. Bu olay stator akımının yönünden bağımsız olarak ortaya çıkar. Moment, rotoru daima en yakın yüzyüze konuma doğru hareket ettirecek yöndedir. Pozitif moment (motor çalışma) ancak ortalanmış konum ile bir sonraki yüzyüze konum arasındaki rotor pozisyonlarında üretilebilir. Diğer bir deyişle makina faz endüktansının büyüdüğü yönde pozitif moment üretebilmektedir. Eğer rotor faz endüktansının büyüdüğü yönün aksine dönüyorsa moment işaret değiştirir. Bu durum ise frenleme veya generatör çalışmaya karşılık düşer. Doymanın ihmal edilmesi halinde oluşturulan momentin ani değeri,

i: faz akımı

L: faz endüktansı

θ : dönüş açısı olmak üzere (3.1) ifadesinde verilmiştir.

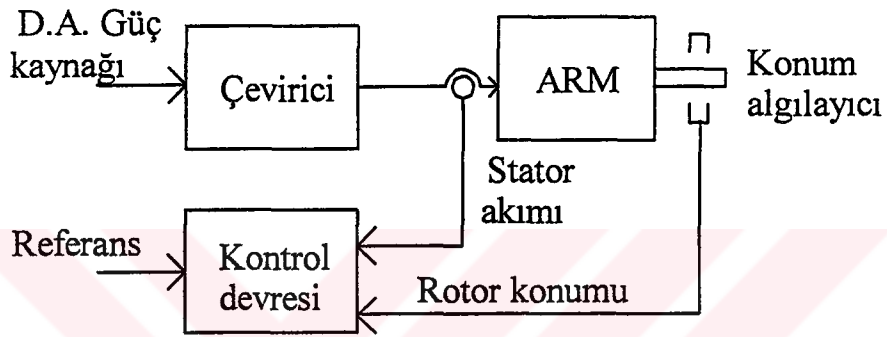
$$M = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (3.1)$$

Buradan görüldüğü gibi makinanın ürettiği moment, faz akımının karesi ile orantılıdır.

3.2 TEMEL ARM ÇEVİRİCİ YAPILARI

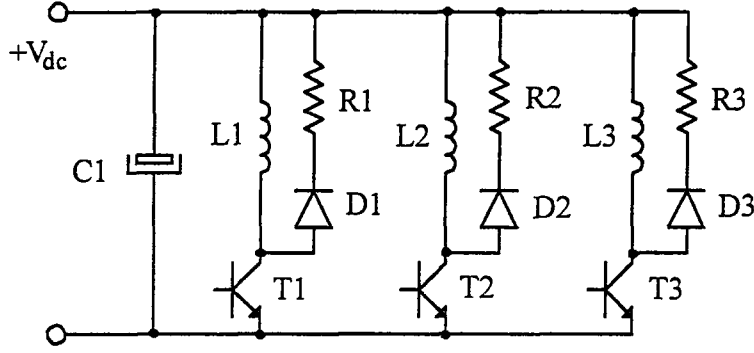
Şekil 3.7 de blok şeması verilen sistemde ARM'nin kesintisiz olarak dönebilmesi için rotor konumunun doğrudan rotor mili üzerine yerleştirilmiş bir konum algılayıcısı yardımıyla belirlendiği kabul edilmiştir. Konum algılayıcısında optik, endüktif veya hall tipi hissedici elemanlar kullanılabilir. Optik algılayıcılar kullanımı en kolay ve doğruluğu oldukça yüksek olan elemanlardır. Ancak mekanik zorlanma ve kirlenmelere karşı çok hassastırlar. Endüktif elemanlar oldukça dayanıklıdır ancak toleransları daha yüksektir. Hall algılayıcılar ise gün geçtikçe ucuzlamakta ve daha derli toplu bir yapıya ulaşmaktadırlar. Halen rotor konumunu doğrudan stator akımlarından veya endüktans değişimlerinden belirleyen dolaylı metodlar da

araştırılmakta ve bazı uygulamalarda kullanılmaktadır. Rotor konum bilgisi ve stator akımından alınan örnek bir kontrol bloğunda kullanıcı isteğini temsil eden referans işaretlerle işleme sokulup, çevirici devredeki anahtarlama elemanlarının iletim ve kesim anları belirlenir. Moment oluşumunda faz akımı yönlerinin önem taşıyıp taşımadığının bir sonucu olarak alternatif akım makinalarının aksine ARM için farklı pek çok çevirici yapısı gerçekleştirilebilir. Besleme kaynağı olarak endüstriyel uygulamalarda sıklıkla şebeke ve doğrultucu grubu kullanılmaktadır. Elektrikli taşıtlar ve diğer hareketli uygulamalarda ise akümülatör grupları yer almaktadır.

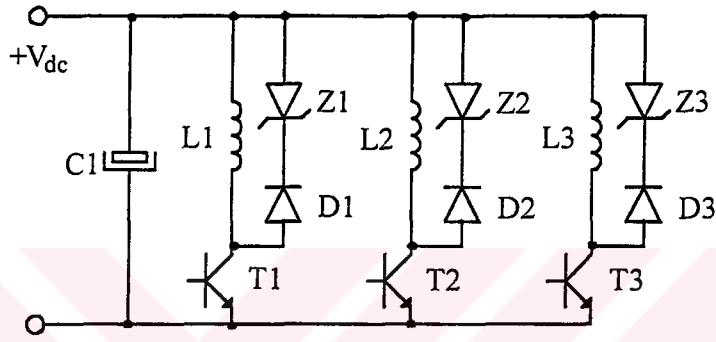


Şekil 3.7 Temel ARM sürücü Sistemi

ARM'lerle birlikte kullanılan çeviricilerin temel işlevi akımı rotor konumuna bağlı olarak bir fazdan diğerine anahtarlama yapmaktır [24,26]. Genel yapıları ise güç kaynağını sırayla motor faz sargılarına bağlayan bir dizi yarıiletken anahtardan ibarettir. Akımın bir fazdan diğerine her aktarılışında akımı kesilen fazda depolanan elektromagnetik enerji, bir şekilde tamamen dışarı alınmak zorundadır. Diğer bir deyişle kutup demagnetize edilmelidir. Çeviriciler makinada depolanan enerjinin dışarı alınma şekline göre iki grupta toplanabilirler. Bunlar pasif enerji geri kazanımlı çeviriciler ve aktif enerji geri kazanımlı çeviricilerdir. Pasif enerji geri kazanımlı çeviricilerde depolanmış elektromagnetik enerji bir direnç veya zener diyotta harcanmaktadır. Şekil 3.8 ve Şekil 3.9 da gösterilen bu devreler, faz başına sadece bir anahtar kullanılması nedeniyle ucuz ve basit bir yapıdadır. Ancak depolanan enerjinin ısıya dönüştürülerek harcanması sonucu verimlerinin düşük olması nedeniyle küçük güçlü ve orta hızlı uygulamalarda sınırlı olarak kullanılmaktadırlar [26].



Şekil 3.8 Depolanan enerjiyi dirençler üzerinde harcayan çevirici



Şekil 3.9 Depolanan enerjiyi zener diyotları üzerinde harcayan çevirici

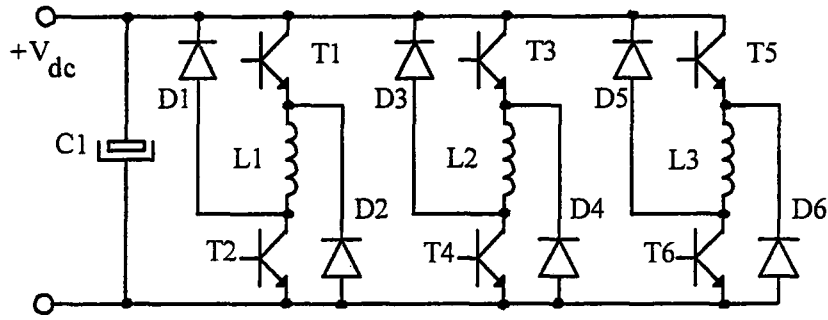
3.3 AKTİF ENERJİ GERİ KAZANIMLI ÇEVİRİCİLER VE ÇEVİRİCİ SEÇİMİ

Bu tip çeviricilerde makinada depolanmış elektromagnetik enerji doğrudan veya dolaylı olarak güç kaynağına iade edilmekte, böylece verim yükseltilmektedir. Aşağıda yaygın olarak kullanılan bazı çevirici devreleri kısaca incelenecektir [24,26,27,28,29].

3.3.1 Faz Başına İki Anahtarlı Çevirici

Kontrol esnekliğinin çok fazla olması sonucu yaygın olarak kullanılan bir devredir. Yapısı Şekil 3.10 da gösterilen çeviricide bir sargıya ait anahtarların her ikisi de kapatıldığında faz sargısı doğru gerilim kaynağı tarafından beslenmektedir. Bu esnada sargıya ait kutuplarda magnetik akı meydana gelir. Anahtarlar açıldığında ise

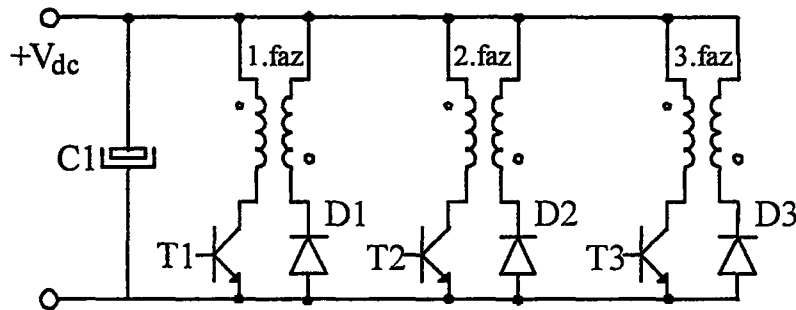
diyotlar ilettime geçerek depolanmış enerjiyi kaynağa iade ederler ve kutup demagnetizasyonu gerçekleşir. Devrede faz başına iki anahtar kullanılmasına rağmen, Kontrol kısıtlamalarının olmaması ve kullanılan yarıiletken güç anahtarlarının sadece besleme gerilimine maruz kalması bu çeviriciyi üstün hale getirmektedir.



Şekil 3.10 Faz başına iki anahtarlı çevirici

3.3.2 Çift sargılı motor

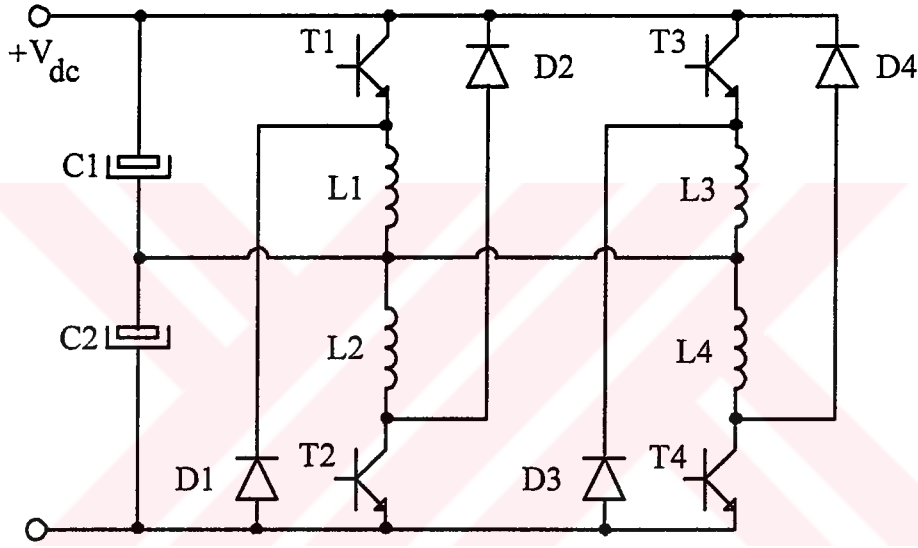
Bu devrede faz başına bir anahtar kullanılmaktadır. Yapısı Şekil 3.11 de gösterilen devrede depolanan enerji, çift sargının bir transformatör şeklinde davranması sonucunda kaynağa aktarılmakta ve demagnetizasyon sağlanmaktadır. Bu şekilde gerçekleştirilen motor sargılarının kaçak endüktanslarının büyük olması nedeniyle anahtarlama elemanları yüksek gerilim sıçramalarına maruz kalmaktadır ve bu gerilime dayanabilecek şekilde seçilmelidir. Az sayıda anahtarlama elemanı kullanılması ve bu anahtarların kapı sürücü devrelerinin tek bir güç kaynağından beslenebilmesi temel avantajlarıdır.



Şekil 3.11 Çift sargılı motor

3.3.3 Orta Uçlu Devre

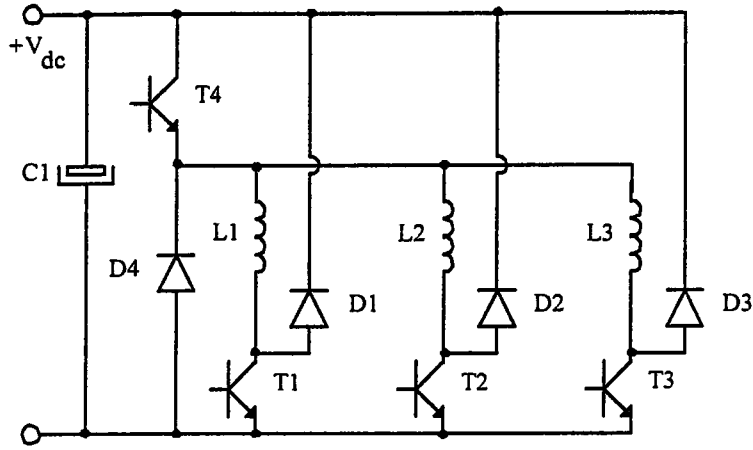
Bu çevirici sadece faz sayısı çift olan motorlar için kullanılmaktadır. Şekil 3.12 de gösterilen devre orta uçlu bir doğru gerilim kaynağına ihtiyaç duyar ancak, bir çift kondansatör yardımıyla normal bir doğru gerilim kaynağı da kullanmak mümkündür. Bu yapı 1983'den beri Oulton Drives firması tarafından uygulanmaktadır [24]. Bu çevirici de faz başına tek bir anahtara gereksinim duymaktadır. Çift kondansatör kullanılması durumunda bilhassa düşük devir sayılarında motor faz akımlarının dalgalılığı ve sonucunda moment titreşimleri artmaktadır.



Şekil 3.12 Orta uçlu devre

3.3.4 Üç Faz - Dört Anahtar Devresi

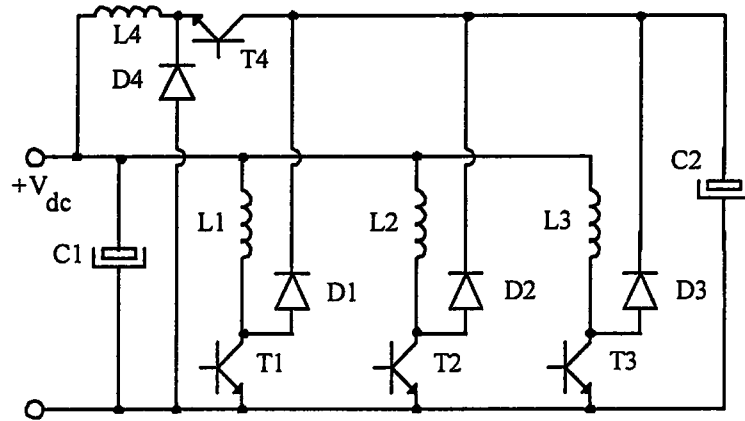
Derli toplu yapısı nedeniyle tercih edilen bu devre, faz başına iki anahtarlı devrenin performansına yakın çalışma özelliklerine sahiptir. Ancak aynı anda birden fazla fazın enerjilendirilmesine olanak tanımamaktadır. Şekil 3.13 de gösterilen temel devre istenilen faz sayısına genişletilebilir (m faz, $m+1$ anahtar). Düşük maliyet ve yüksek veriminden dolayı kritik olmayan uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır.



Şekil 3.13 Üç faz - dört anahtar devresi

3.3.5 Çift D.A. Baralı Devre (C- Dump Devresi)

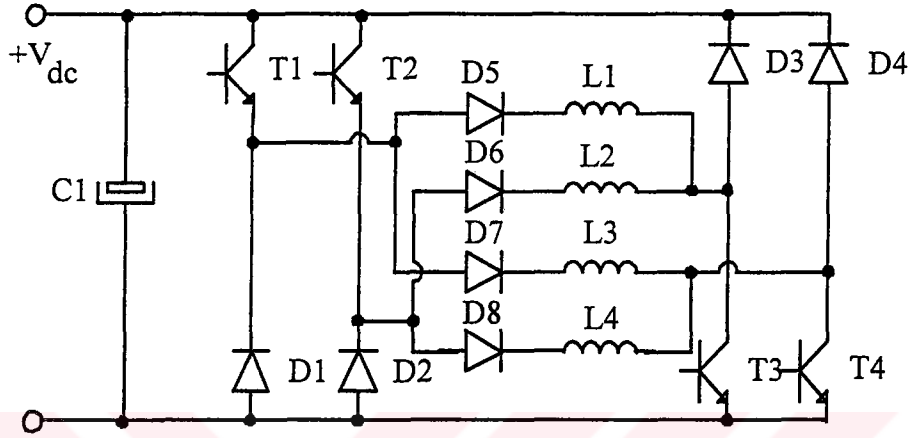
Bu devrede de faz başına bir ve bir tane de D.A. kısıcısında olmak üzere (m faz sayısı) $m+1$ anahtar kullanılmaktadır. Makinada depolanan elektromagnetik enerji daha yüksek gerilimli ikinci bir bara üzerinden dışarıya alınır. İkinci baranın gerilimi bir D.A./D.A. çevirici üzerinden esas doğru gerilim kaynağını beslemekte, böylece kaynağa enerji iadesi gerçekleşmektedir. Ehsani tarafından geliştirilen "C-dump" devresi bu prensiple çalışmaktadır ve yapısı Şekil 3.14 de gösterilmiştir. Devre, üç faz-dört anahtar devresinin aksine aynı anda birden fazla fazın enerjilendirilebilmesine imkan tanımaktadır. Ancak fazlardan kullanılan kondansatör ve endüktans ek kayıplara yol açmaktadır.



Şekil 3.14 C-Dump devresi

3.3.6 Dört Faz - Dört Anahtar Devresi

Eleman sayısını azaltmak amacıyla kontrol esnekliği ve verimden bir miktar fedakarlık edilen bir diğer devre yapısıdır devre şeması Şekil 3.15 de gösterilmiştir. Kullanılan elemanlar yüksek akımlar akıtmak durumundadırlar.



Şekil 3.15 Dört Faz - Dört Anahtar Devresi

3.3.7 Devre Seçimi

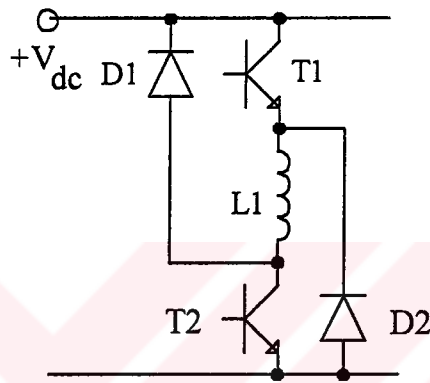
Tahrik problemine en uygun çeviricinin belirlenmesi için ne yazık ki belirgin kurallar bulunmamaktadır. Buna rağmen öncelikle verim ve fiyat belirleyici olmaktadır. Devre seçimi yapılırken göz önüne alınması gereken faktörler topluca;

- Maliyet
- Verim
- Motor faz ve kutup sayısı
- Kaynak gerilimi
- Hız aralığı
- Çıkış gücü
- Enerji geri kazanımlı çalışma
- Fiziksel büyüklük sınırlamaları (Ağırlık, hacim vs.) şeklinde sıralanabilir.

3.4 ARM'İN DİNAMİK ÇALIŞMASI

3.4.1 Tek Darbeli Çalışma

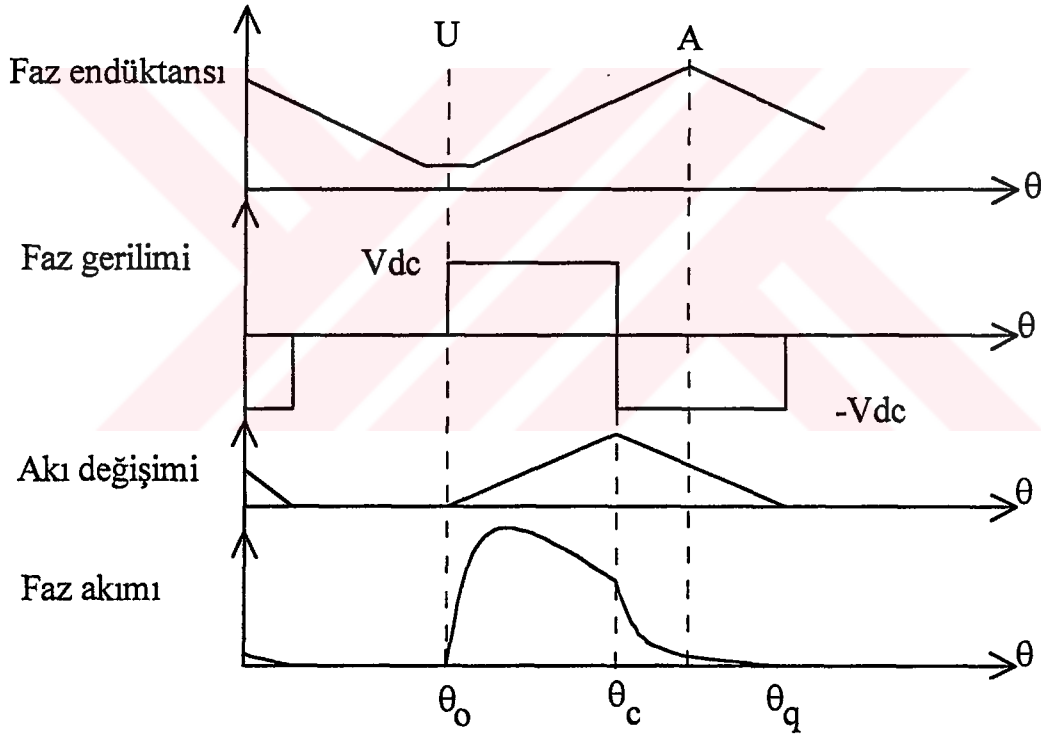
Her bir faz sargısının şekil 3.16 da gösterilen devre ile beslendiği kabul edilmektedir. Faz sargısının güç kaynağına bağlandığı rotor açısı, iletim açısı (θ_0) ve kaynaktan ayrıldığı rotor açısı, kesim veya aktarım açısı (θ_c) olarak tanımlanmıştır. Anahtarlar aynı anda ilettime ve kesime geçmektedirler,



Şekil 3.16 ARM'nin bir fazının besleme devresi

Bu çalışma durumu için gerilim, akım, akı ve endüktans değişim eğrileri Şekil 3.17 de verilmiştir. Makinanın büyüklüklerinin şekilde gösterildiği gibi değişim gösterdiği çalışma durumuna tek darbeli çalışma adı verilmektedir. Endüktans değişimine ait eğriler çizilirken, magnetik devre ideal kabul edilmiş ve uç etkileri göz önüne alınmamıştır. İletim açısı olarak (U) ortalananmış konum seçilmiştir. Akım, rotor ve stator kutuplarının çakışmaya başladığı noktaya kadar doğrusal olarak artmaktadır. Rotor hareketi sonucu relüktansın azalması ve endüktansın artması sonucu oluşan ters elektromotor kuvvet, kaynak geriliminin etkisini zayıflatmaktadır. Bu olay akımın maksimum değerini aldığı ve ters-EMK'nın kaynak gerilimine eşit olduğu ana kadar sürmektedir. Bu andan itibaren ters-EMK, kaynak gerilimini aşar ve akım düşmeye başlar. Yüzyüze konum (A) civarında anahtarlar açılarak faz sargıları diyotlar üzerinden ters işaretli olarak kaynağa bağlanırlar. Bunun sonucunda akım keskin bir biçimde azalmaya devam eder. Eğer anahtarlar zamanında açılmazsa

rotor, yüzyüze konuma geldiğinde ters-EMK da işaret değiştirir ve akım daha yavaş olarak düşmeye başlar. Hatta ters-EMK'nın kaynak geriliminden büyük değerler alabilmesi de mümkündür ve akım tekrar artış eğilimi gösterebilir. Bu ise istenmeyen yönde bir moment oluşumuna neden olur (frenleme). Yukarıdaki istenmeyen durumun ortaya çıkmasına önlem olarak tek darbeli çalışmada aktarım, yüzyüze konumdan bir kaç derece önce gerçekleştirilir. Hızın artmasıyla beraber aktarım açısı da daha öne alınmalıdır. Aynı şekilde bir sonraki faz sargısı ortalanmış konumdan bir miktar erken enerjilendirilerek, faz akımının yükselebilmesi için ek bir zaman daha kazanılabilir. Böylece yüksek devir sayılarında akımın istenilen değere çıkamaması sonucu ortaya çıkan moment zayıflamasının bir miktar önüne geçilebilir [9,24,26].

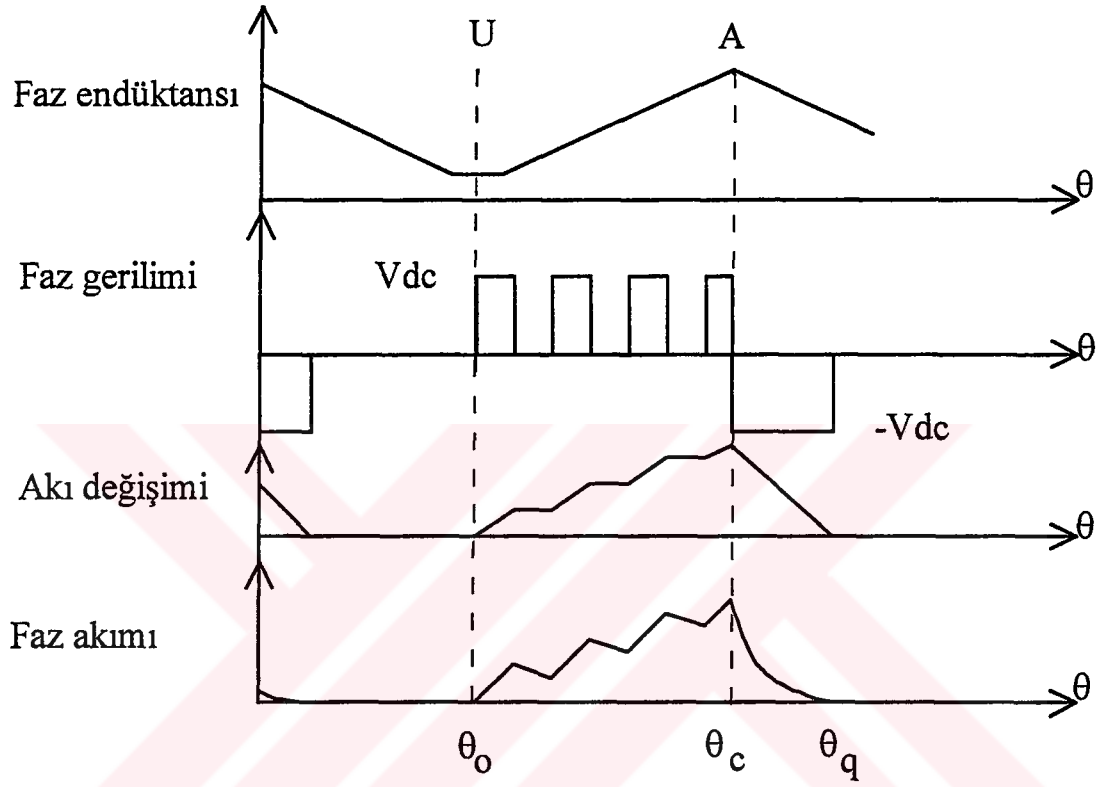


Şekil 3.17 ARM'nin tek darbeli çalışma dalga şekilleri

3.4.2 Gerilim Kısıcısı Üzerinden Çalışma

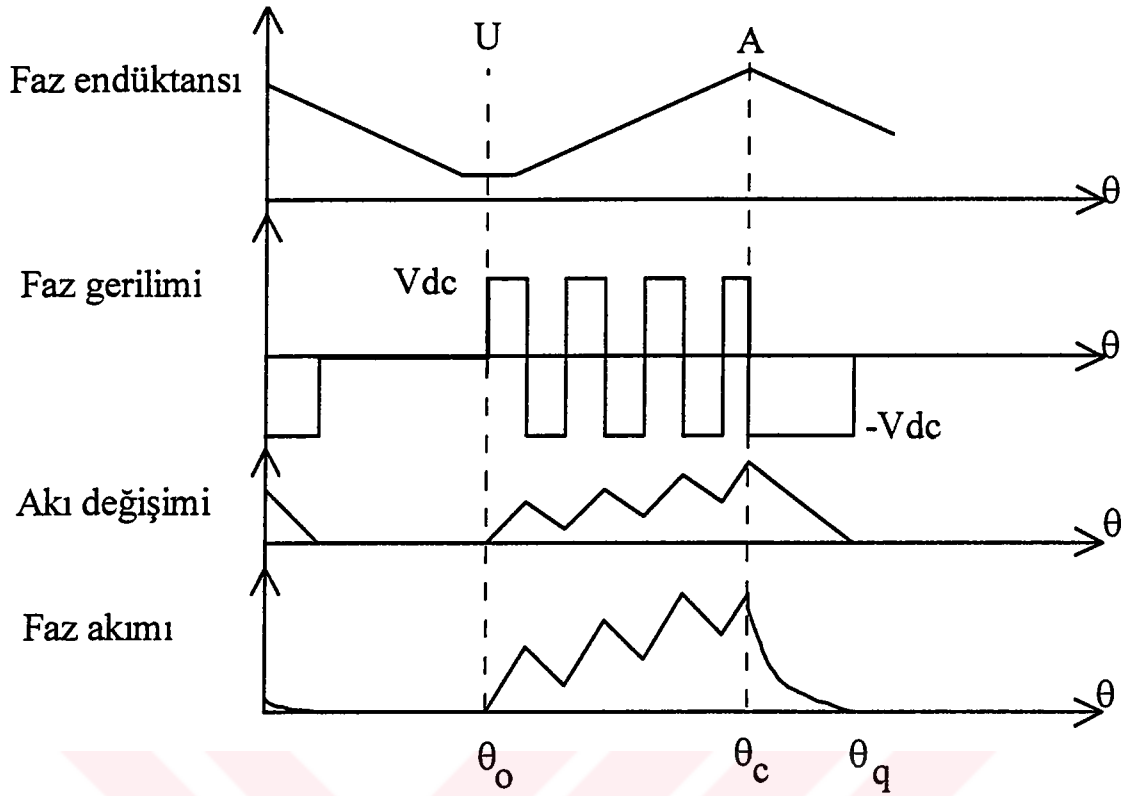
Düşük hızlarda ARM'nin akımının kontrol edilebilmesi için sargılarına uygulanan kaynak gerilimi bir kısıyıcı kullanılarak azaltılabilir. En basit biçimde, Şekil 3.16 da

görülen devrede T2 transistörü θ_0 ile θ_c arasında sürekli iletimde tutulurken, T1 transistörü yüksek bir frekansta anahtarlanarak kaynak gerilimi kıyılır. Bu çalışma şekli, yumuşak kıyım olarak tanımlanmıştır. Şekil 3.18 de dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 3.18 Yumuşak kıyım metodu ile beslenen ARM'nin dalga şekilleri

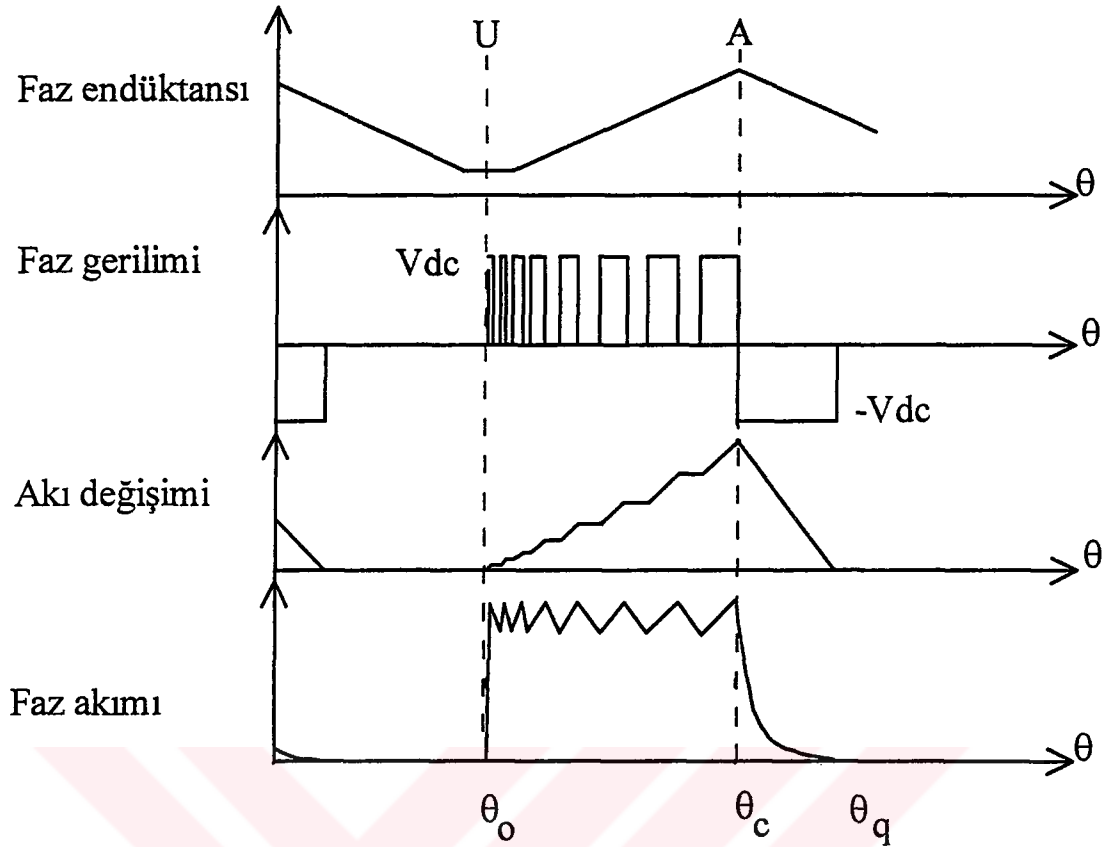
Eğer T1 ve T2 transistörlerinin her ikisi de aynı anda yüksek frekanslı olarak anahtarlanırsa, dalga şekilleri Şekil 3.19 da verilen ve sert kıyım olarak adlandırılan çalışma biçimi ortaya çıkar. Sert kıyım metodu, akım dalgalılığının 5-10 kat daha yüksek olması ayrıca akustik ve elektromagnetik gürültülerdeki artış nedeniyle motor çalışmada tercih edilmez. Ancak generatör veya fren çalışmada akımın kontrol edilebilmesi için gerekli olmaktadır [9,24,26].



Şekil 3.19 Sert kıyım metodu ile beslenen ARM'nin dalga şekilleri

3.4.3 Akım Kıyıcı (Akım Regülatörü) Üzerinden Çalışma

Şekil 3.20 de histerizis tipi bir akım regülatöründen beslenen ARM'nin faz akımı ve diğer dalga şekilleri gösterilmiştir. Güç transistörleri, faz akımının histerizis bandı tarafından belirlenen akım değerinden büyük veya küçük olmasına göre kesim veya ilettime geçirilerek akım belli sınırlar içerisinde sabit tutulmaktadır. Bu yöntemde de yumuşak kıyım veya sert kıyım çalışma şekilleri mümkündür. Ancak şekilde yalnızca yumuşak kıyım çalışmaya ait dalga şekilleri verilmiştir. Sert kıyım metodunun gerilim kıyıcısı kullanılması bahsinde değinilen olumsuz özellikleri burada da mevcuttur [9,24,26]. Tez çalışmasında kullanılan iki adet anahtarlamalı relüktans motoru da temel yapı taşı bir histerizisli karşılaştırmalı ve yumuşak kıyım metodu kullanılan akım regülatörleri üzerinden beslenmişlerdir.

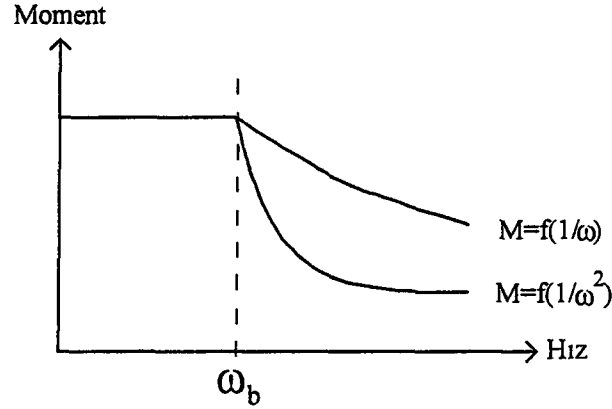


Şekil 3.20 Akım regülatörü üzerinden beslenen ARM'nin dalga şekilleri

3.4.4 ARM' nin Moment Karakteristiği

Bir ARM'nin temel moment-devir sayısı karakteristiği Şekil 3.21 de gösterilmiştir. Düşük hızlarda stator akımı bir doğru akım kısıcısı yardımı ile kontrol altında tutulmaktadır. Kısıcının çalışma oranı, stator akımını makinanın nominal akım değerinde sabit tutacak şekilde seçilmiş olsun. Bu durumda belli bir devir sayısına kadar üretilen moment sabit kalacaktır. Hız, temel hız (ω_b) olarak tanımlanan hız değerini aştığında ise akımın nominal değere kadar yükselecek zaman bulamaması yüzünden motor akımının küçülmesi nedeniyle artık kısıcıya gerek kalmayacak ve tek darbeli çalışmaya geçilecektir. Temel hızın üzerindeki hızlarda iletim ve kesim açıları sabit tutulursa, akı devir sayısı ile ters orantılı olarak zayıflayacak ve bunun sonucunda moment hızın karesi ile ters orantılı olarak azalacaktır. Temel hızın üzerindeki hızlarda iletim ve kesim açıları değiştirilerek moment, hıza birinci

dereceden ters orantılı olarak bağlı bir hale getirilebilir. Böylece bu bölgede sabit bir mekanik güç karakteristiği elde edilmiş olur [9,24,26].



Şekil 3.21 ARM'nin moment-devir sayısı karakteristiği

3.5 ARM KONTROL KARAKTERİSTİKLERİ

Doğru akım ve fırçasız doğru akım makinalarının aksine anahtarlamalı relüktans makinası doğrusal olmayan birçok bağıntı ve davranışa sahiptir. Bu sebeple ARM'nin tam bir doğrusal kontrol modeli yoktur. Makina, farklı devir sayılarında farklı çalışma karakterleri göstermektedir. Bu nedenle performansı en yüksek değerde tutmak amacıyla hıza bağlı olarak akım, gerilim, iletim, kesim açılarının öne alınması ve iletim süresinin değiştirilmesi yöntemlerinden biri kullanılır [9,24,26]. Makinanın tüm çalışma bölgesi göz önüne alındığında yukarıda sayılan büyüklüklerden birinin veya aynı anda birkaçının geniş bir aralıkta değiştirilmesi söz konusu olabilmektedir. Moment-konum (açı) ilişkisinin incelenmesi amacıyla ideal bir ARM'nin moment ifadesi (3.2)'de tekrar yazılmıştır.

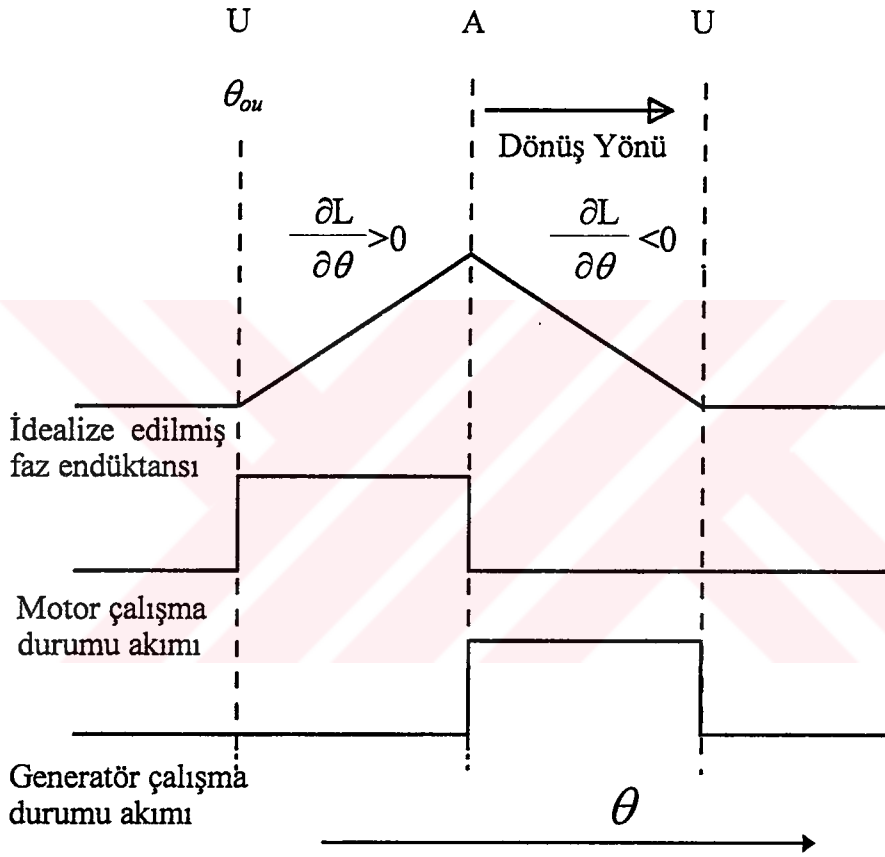
$$M = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (3.2)$$

Bu eşitlikten aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir:

- Motor faz akımı, sadece endüktans değişimi söz konusu olduğu sürece moment üretir.

- Motor akımının yönü kare alma işlemi nedeniyle etkisizdir. Momentin yönü stator endüktansının artma veya azalma eğilimine (endüktansın açıya göre türevinin işaretine) göre değişir.

Şekil 3.22 de rotor açısına bağlı olarak idealize edilmiş faz endüktansı ve akım değişimi gösterilmektedir. θ_{ou} ile gösterilen binişim açısı, rotor ve stator kutup kenarlarının birbirlerinin karşısına ilk geldikleri açıdır.



Şekil 3.22 İdealize edilmiş faz endüktansı ve çalışma durumlarına göre faz akımları

Rotorun dönmeye devam etmesiyle kutuplar birbirlerini daha fazla örtmeye ve stator endüktansı büyümeye başlar. Yüzyüze konuma gelindiğinde kutuplar tamamen çakışmış ve endüktans maksimum değerine ulaşmıştır. Motor çalışmada faz akımı, rotor ortalanmış konumdan yüzyüze konuma doğru giderken (endüktansın açıya göre türevinin işareti pozitifken) akıtılmalıdır. Generatör veya fren olarak çalışmada ise

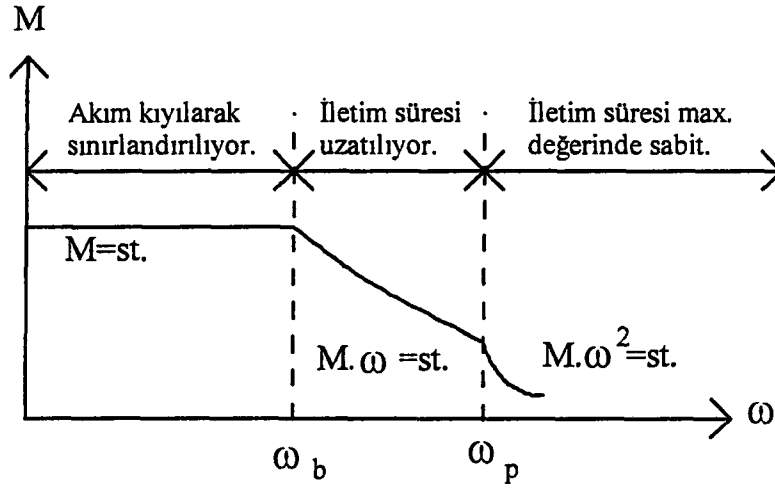
rotor yüzüne konumdan ortalanmış konuma doğru uzaklaştırılırken (endüktansın açığına göre türevinin işareti negatifken) moment ters işaretlidir. Bu esnada harcanan mekanik enerji doğru gerilim kaynağına aktarılmaktadır

3.5.1 Sabit Moment Bölgesi

Temel hızın altındaki hızlarda motor zıt elektromotor geriliminin küçük olması nedeniyle bir önlem alınmaması halinde tehlikeli derecede büyük değerler alabilen motor akımı, motoru ısıl zorlanmalardan korumak ve yarıiletken anahtarların bozulmalarını önlemek amacıyla sınırlandırılmalıdır. Akımın sabit tutulmasının sonucu olarak moment de sabit kalacaktır. Motor devir sayısının sıfır ile temel hız değeri aralığında tanımlanan bu bölgeye sabit moment bölgesi adı verilir. Ancak temel hızdan daha büyük devir sayılarında moment, hızın karesiyle ters orantılı olarak zayıflamaya başlayacaktır.

3.5.2 Sabit Güç Bölgesi

Temel hızın üzerindeki hızlarda stator fazlarının enerjilendirilmesi erkene alınarak momentteki azalmanın bir miktar önüne geçilebilir ve mil gücü sabit tutulabilir. İletime geçiş açısının öne alınmasının sebebi motorun ters-EMK'sının nispeten küçük bir değerdayken akımın belli bir değere yükselebilmesini sağlamaktır. Motorun ters-EMK'sının kaynak gerilimine yaklaştığı hızlarda iletim süresi kontrolü yöntemine geçiş yapmak avantajlı olmaktadır. İletim süresi izin verilen en yüksek değerini alana kadar arttırılmak suretiyle makinanın sabit güç bölgesinde çalışması sağlanabilir. İletim süresi, bir faza ait elektriksel periyodun en fazla yarısına kadar arttırılabilir. Bu durumda, faz sargısından akım akıtılan süre ile anahtarların açılıp o fazın demagnetize olması için verilen süre birbirine eşittir. Eğer iletim süresi bu değeri aşarsa ilgili kutup tamamen demagnetize olamaz ve her akım darbesinde bu artık akı üst üste gelerek kutbun doymasına sebep olur. İletim süresinin izin verilen en yüksek değerini aldığı devir sayısı ω_p ile gösterilir. Bu noktadan sonra moment yine devir sayısının karesi ile ters orantılı olarak düşmeye başlar. Şekil 3.23 de bu duruma ait hız moment değişimi gösterilmiştir.



Şekil 3.23 ARM'nin farklı çalışma bölgeleri

3.5.3 Generatör Çalışma

ARM, rotor yüzyüze konumdan geçer geçmez akım darbelerinin azalan endüktans bölgesine kaydırılmasıyla fren veya generatör olarak çalıştırılabilir. Bu çalışma durumunda faz sargısı yüzyüze konumdan önce kaynağa bağlanır ve mıknatıslanma için gerekli enerji alınır. Rotor yüzyüze konumdan geçtikten sonra mekanik enerji kaynağı, rotor ve stator kutuplarını birbirinden uzaklaştırmaya çalışır. Bu esnada milden verilen mekanik enerji, elektriksel enerjiye dönüştürülüp kaynağa aktarılmaktadır.

BÖLÜM 4

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MAKİNASI TASARIMI

Bu bölümde çoğu ampirik bir dizi bağıntıdan yararlanılarak bir ARM tasarımı gerçekleştirilecektir [7,24,30]. Elde edilen sonuçlar şüphesiz en uygun tasarım büyüklükleri olamayacaktır. ARM tasarımı ve dinamik çalışmasının bilgisayar benzeşimi amacıyla geliştirilmiş olan programlar ve genel amaçlı alan dağılımı belirleme programları yardımıyla tasarım sonuçlarını optimize etmek mümkündür.

4.1 ARM'İN FİZİKSEL BOYUTLARININ HESAPLANMASI

4.1.1 Makinanın Boyutlandırılmasına İlişkin Bağıntılar

Genel olarak bütün elektrik motoru tasarımlarında başlangıç adımı olarak çıkış eşitliği yazılır. Moment taban alınarak yazılan bu eşitliğin en sade hali (4.1) de verilmiştir.

$$M = K D_r^2 L_{stk} \quad (4.1)$$

M: Moment

K: Çıkış katsayısı

D_r : rotor çapı

L_{stk} : rotor saç paketi uzunluğudur.

Çıkış katsayısı K, makinaya yüklenen elektrik ve magnetik enerjilerin çarpımlarına bağlı bir sayıdır. Tablo 4.1 de K için farklı uygulama alanlarına göre sıklıkla kullanılan değerler verilmiştir.

Tablo 4.1 Farklı uygulama alanları için K katsayısının belirlenmesi

Uygulama Alanı	K (kNm/m ³)
Küçük güçlü motorlar	1-6
Birkaç beygirlik endüstriyel motorlar	6-20
Yüksek performanslı servo motorlar	10-35
Havacılık uygulamalarında kullanılan motorlar	20-50
Sıvı soğutmalı büyük motorlar	100-1200

- Dış Boyutlar

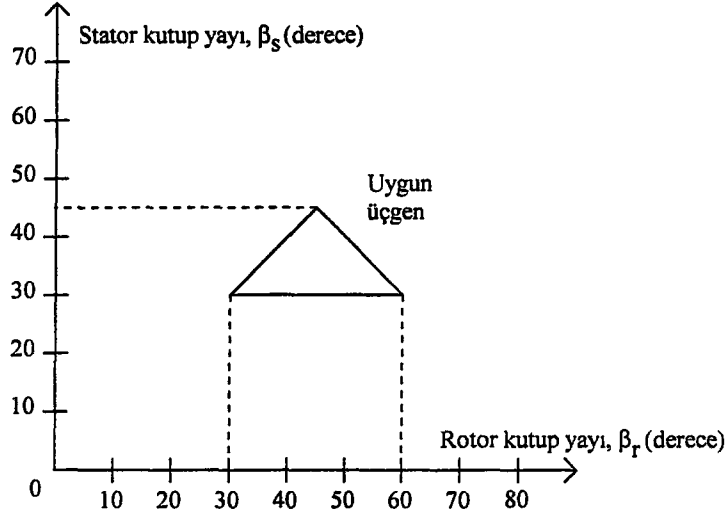
Stator saç paketi'nin dış çapı (D_s) ve sargı başları da dahil olmak üzere stator uzunluğu (L_e) stator dış boyutlarını oluşturmaktadır. K çıkış Katsayısı belirlendikten sonra L_{stk}/D_r oranı belirlenmelidir. Bu oran genel tahrik amaçlı motorlarda 0.25 ile 0.7 arasında, servo uygulamalarda ise 1 ile 3 arasında bir değer olarak seçilir. Stator çapının belirlenmesinde kullanılan D_r/D_s oranı pratikte 0.4 ile 0.7 arasında değerler alabilmekle beraber pek çok tasarımda bu değer 0.5 ile 0.55 arasında seçilmektedir.

- Hava Aralığı

ARM, dengeli faz akımları çekilmesi ve akustik gürültünün azaltılabilmesi için uniform bir hava aralığına ihtiyaç duyar. Aynı zamanda üretilen özgül momentin arttırılabilmesi ve çeviricinin VA gereksiniminin azaltılabilmesi için hava aralığı (g), mümkün olduğunca küçük tutulmalıdır. Ancak çok küçük değerlerde rotor ve stator yüzeylerinin özel olarak işlenmesi ve çok hassas yataklama elemanları kullanılması gerekmekte, bu da maliyeti ve basit yapısı nedeniyle öne çıkan ARM yi dezavantajlı bir duruma getirmektedir. Kaba bir yaklaşımla L_{stk}/D_r oranının bir civarında olduğu makineler için hava aralığı, rotor çapının %0.5'i olarak belirlenebilir.

- Kutup Yayıları

Şekil 4.1 de Lawrenson tarafından ortaya konan uygun üçgen görülmektedir [9,24]. Örnek olarak 6/4 kutuplu makina alınmıştır.



Şekil 4.1 Uygun üçgen

Bu üçgenin alanı içerisinde kalan değerler kullanılarak tasarımı gerçekleştirilen ARM'lerde yol alma sorunsuz olarak gerçekleşirken, moment salınımları da kabul edilebilir bir düzeyde kalmaktadır. Kutup yayları β_r ve β_s uygun üçgen içerisinde yer alacak biçimde belirlendikten sonra kutup genişlikleri t_s ve t_r aşağıdaki biçimde hesaplanır.

$$r_1 = D_r/2 \quad (4.2)$$

$$t_s = 2(r_1 + g) \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \quad (4.3)$$

$$t_r = 2r_1 \sin\left(\frac{\beta_r}{2}\right) \quad (4.4)$$

- Rotor Oluk Derinliği

r_0 rotorun en küçük yarıçapı olmak üzere rotor oluk derinliği d_r ;

$$d_r = r_1 - r_0 \quad (4.5)$$

şeklinde tanımlanabilir. Rotor oluk derinliği en az hava aralığının 20-30 katı olmalıdır. Genellikle kullanılan bağıntı ise aşağıda verilmiştir.

$$d_r = \frac{t_s}{2} \quad (4.6)$$

- Rotor Boyunduruk Kalınlığı

Rotor boyunduruğu rotor akısının en büyük değerinde bile doymayacak kalınlıkta seçilmelidir. Genel yapıdaki bir ARM'de kutup akısı ikiye bölünerek boyunduruğa geçer. Bu nedenle rotor boyunduruk kalınlığı y_r en az rotor kutup genişliği t_r 'nin yarısı olarak belirlenmelidir. Ancak stator fazlarının çakışabilmesi sonucu kısa bir süre için de olsa aynı anda iki faz akısı tarafından paylaşılabilceği göz önüne alınarak bu değerin %20-%40 üzerine çıkılması tercih edilir.

$$y_r = 1.2 \dots 1.4 \cdot \frac{t_r}{2} \quad (4.7)$$

- Mil Çapı

Mil çapının büyük tutulması, rotorun yanıl esnemelerini sınırlandırarak akustik gürültünün azaltılmasına olanak sağlamaktadır. Ayrıca ilk kritik hız değerini de yukarı devir sayılarına taşımaktadır. Elektromagnetik boyutları belirlenmiş bir rotorun mil çapı (D_{sh}) aşağıdaki bağıntıdan hesaplanabilir.

$$D_{sh} = D_r - 2(d_r + y_r) \quad (4.8)$$

- Stator Boyunduruk Kalınlığı

Stator boyunduruk kalınlığının (y_s) belirlenmesinde de rotor boyunduruğu için söz konusu olan kriterler geçerlidir. Kalınlığı mümkün olduğunca büyütmenin statoru oval bir şekle getirmeye çalışan kuvvetlere karşı direnci artırıcı etkisi vardır. Bunun sonucunda da statorun titreşmesi sonucu ortaya çıkan akustik gürültü azaltılacaktır. Ancak bu işlemin motor ağırlığını da arttırdığı göz ardı edilmemelidir.

$$y_s = 1.2 \dots 1.4 \cdot \frac{t_s}{2} \quad (4.9)$$

- Stator Oluk Derinliği

Stator oluk derinliği (d_s) makinanın daha önce belirlenmiş olan diğer boyutlarından hesaplanabilir.

$$d_s = \frac{1}{2}(D_s - D_r - 2(g + y_s)) \quad (4.10)$$

- Statorun toplam uzunluğu

Statorun toplam uzunluğu (L_e), saç paketi uzunluğu (L_{stk}) ve iki baştaki sargı başlarının (L_{oh}) uzunluklarının toplamıdır.

$$L_e = L_{stk} + 2 L_{oh} \quad (4.11)$$

Stator dış genişliği t_s olmak üzere sargı başı uzunluğu $1.2 t_s$ olarak kabul edilirse eşitlik,

$$L_e = L_{stk} + 2.4 t_s \quad (4.12)$$

şeklini alır.

- Kutup Başına Sarım Sayısı

Belirli bir devir sayısı için bir fazı besleyen güç transistörlerinin iletimde kaldığı süre Δ olsun. Tek darbeli çalışma durumu için faz başına oluşan akının tepe değeri (Ψ_p),

$$\Psi_p = \frac{V_s \Delta}{\omega} \quad (4.13)$$

şeklinde ifade edilir. Burada,

ω : rotor açısal hızı

V_s : DA kaynak gerilimidir.

Bu noktada, amper-sarımın stator kutuplarında B_s akı yoğunluğunu meydana getirebilecek düzeyde olduğu kabul edilirse kutup başına sarım sayısı N_p olmak üzere (4.14) numaralı eşitlik yazılabilir.

$$\Psi_p = t_s L_{stk} B_s 2 N_p \quad (4.14)$$

(4.13) ve (4.14) numaralı eşitliklerden N_p yi veren (4.15) bağıntısı elde edilir.

$$N_p = \frac{V_s \Delta}{2\omega L_{stk} t_s B_s} \quad (4.15)$$

4.1.2 Elektrikli Otomobilde Kullanılmak Üzere Bir ARM'nin Tasarım Büyüklüklerinin Hesaplanması

Elektrikli otomobilde kullanılan iki adet ARM'nin her birinin nominal güç ve momentinin boyutlandırılmasında etkili çok sayıda parametre bulunmakta ve bunların bir kısmı da elektrik mühendisliğinin çalışma alanının dışında kalmaktadır. Bu çalışmada ise pratik bir seçim yapılarak seri olarak üretimi yapılan Renault 12 model bir otomobilin teknik verilerinden yararlanılmıştır [31]. Kullanılan veriler Tablo 4.2 de gösterilmiştir.

Tablo 4.2 Renault 12 model otomobile ait teknik veriler

Motorun max. momenti (M_{max})	10 Nm
Birinci vites oranı ($\dot{u}_1$)	3.62
Son dişli oranı ($\dot{u}_s$)	4.38
Tekerlek yarı çapı (r_T)	0.3m

Aşağıda araç birinci viteseyken ve motor en yüksek momenti ürettiği devir sayısında dönerken kalkış yapılması halinde tekerleklerde oluşturulan moment hesaplanmıştır. Bu hesapta aracın mekanik aktarma organlarında ortaya çıkan kayıplar ihmal edilmiştir. Toplam çevirme (yavaşlatma) oranı $\dot{u}_T$ ve beher tekerlek momenti M_T olmak üzere,

$$\ddot{u}_T = \ddot{u}_l \cdot \ddot{u}_s \quad (4.16)$$

$$M_T = \frac{1}{2} \ddot{u}_T \cdot M_{\max} \quad (4.17)$$

$M_T \cong 80 \text{ Nm}$ bulunur.

Aracın motor tarafından çıkartılacağı son hızı ise 90 km/s olarak seçilmiş ve bu hızda motor (aynı zamanda tekerlek) devir sayısı aşağıda hesaplanmıştır.

Aracın hızı aynı zamanda tekerleğin çizgisel hızına eşittir. Buna göre n_T tekerleğin devir sayısı ve V_T çizgisel hızı olmak üzere (4.18) eşitliği yazılır.

$$V_T = \frac{2\pi n_T}{60} \cdot r_T \quad (4.18)$$

Eşitlik (4.18) eşitliğinden n_T çekilirse; $n_T \cong 800 \text{ dev/dak}$ bulunur.

Doğrudan sürüş metodunun bir sonucu olan yüksek moment ve düşük devir sayısı değerleri nedeniyle büyük yarı çaplı bir motor seçimi uygun görülmüştür. Gerek çevirici yapısının basitliği gerek üretim kolaylığı açısından bir 6/4 ARM düşünülebilir. Ancak bu durumda, karşılıklı stator kutuplarını birbirine bağlayan stator boyunduruğunun fazla uzun olması nedeniyle statoru ovalleştirmeye çalışan yarı çap doğrultusundaki kuvvetlerin etkisi büyüyecektir. Bu nedenle motor yine üç fazlı, ancak kutup sayısı 12/8 olarak seçilmiştir. Böylece ovalleştirici kuvvet stator üzerinde simetrik olarak dört noktaya dağıtılarak stator deformasyonu azaltılmıştır. Temel özellikleri belirlenmiş olan motor için genel yaklaşımlar, doğrudan sürüş temelleriyle birlikte kullanılarak elektrikli otomobilde kullanıma uygun bir tasarım yapılmaya çalışılmıştır.

Tablo 4.1 kullanılarak $K = 10 \text{ kNm/m}^3$ olarak belirlendikten sonra $L_{stk}/D_r = 0.4$ ve $M = 0.08 \text{ kNm}$ olmak üzere rotor çapı;

$D_r \cong 27$ cm ve rotor uzunluğu, $L_{stk} \cong 11$ cm olarak hesaplanır.

$D_r/D_s = 0.55$, hava aralığı $g = 0.5$ mm, rotor kutup yayı $\beta_r = 16^\circ$, stator kutup yayı $\beta_s = 15.5^\circ$ olarak seçildikten sonra (4.3) ve (4.4) bağıntılarından stator ve rotor kutup genişlikleri;

$t_s \cong 3.65$ cm ve $t_r \cong 3.75$ cm olarak belirlenir.

Rotor oluk derinliği (4.5) numaralı eşitlikten $d_r \cong 1.9$ cm, boyunduruk kalınlığı ise (4.7) numaralı eşitlikten $y_r \cong 2.5$ cm bulunur.

Mil çapı (4.8) numaralı eşitlikten 18 cm olarak hesaplanmıştır. Bu değer, motor ağırlığı ve üretilen moment göz önüne alındığında gereğinden çok daha büyük olduğu anlaşılmaktadır. Bu nedenle mil çapı 5 cm ye düşürülmüştür. Ayrıca mil geçiyor olması gereken rotor bölgelerine de delikler açılarak motor ağırlığı azaltılmıştır.

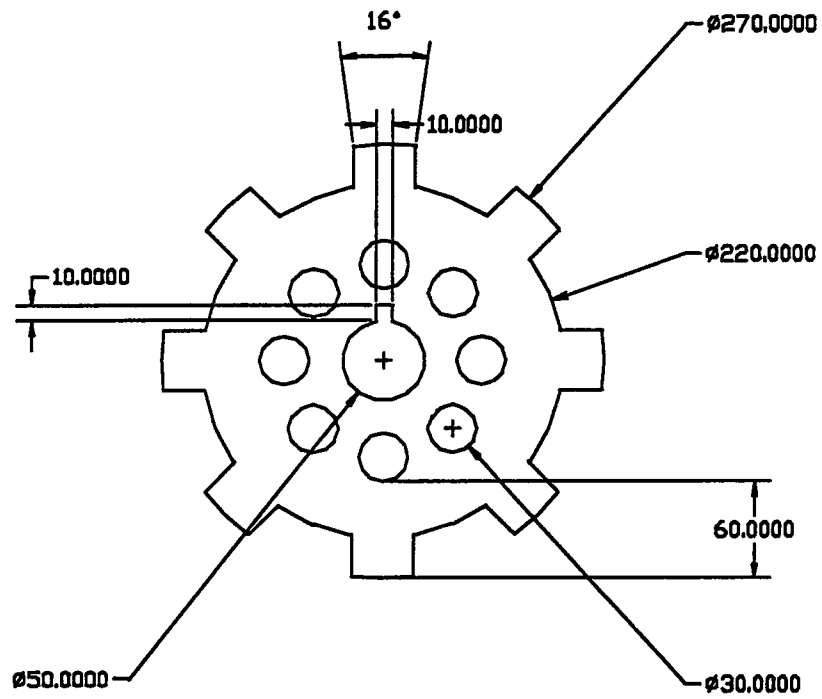
Stator boyunduruk kalınlığı (4.9) numaralı eşitlikten $y_s \cong 2.4$ cm, oluk derinliği ise (4.10)'dan $d_s \cong 6.55$ cm bulunur.

Statorun toplam uzunluğu, (4.11)'den $L_e \cong 20$ cm olarak bulunur.

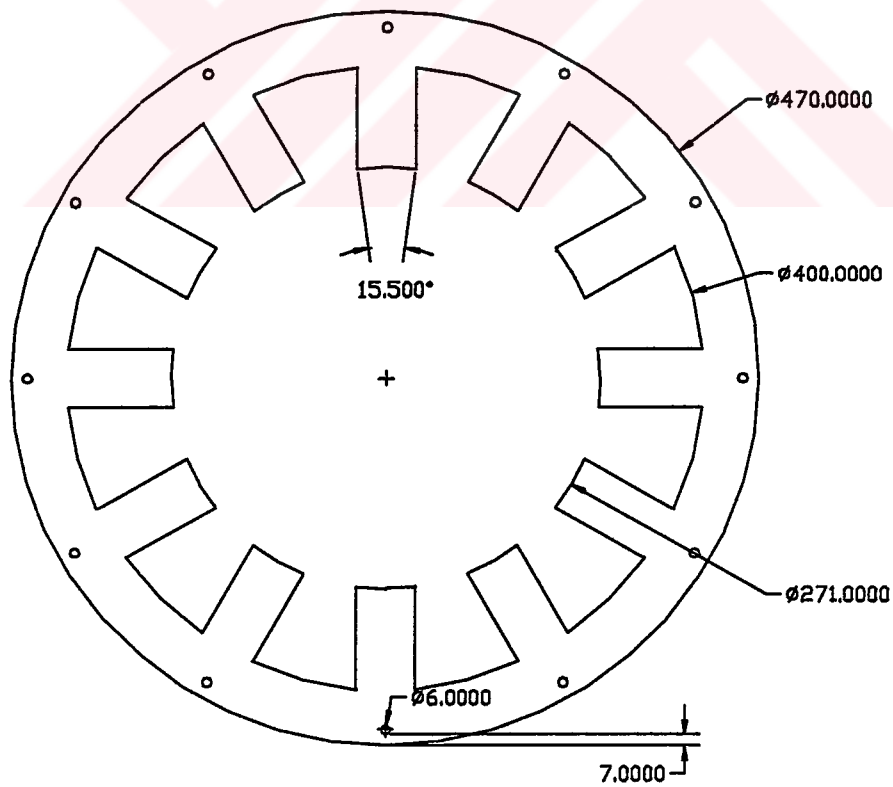
Kutup başına sarım sayısı (4.15) numaralı eşitlikten, $\omega = \frac{2\pi n_r}{60}$, $\Delta = \frac{\pi}{6}$, $V_s = 72$ V ve $B_s = 1.7$ T olmak üzere;

$N_p = 33$ sarım/kutup bulunur.

Boyutları hesaplanan ARM nin rotor saç paketi kesiti Şekil 4.2 ve stator saç paketi kesiti Şekil 4.3 de gösterilmiştir. Kesilen saç örneklerin fotoğrafları ise Ek E de verilmiştir.



Şekil 4.2 Rotor saç paketi kesiti



Şekil 4.3 Stator saç paketi kesiti

BÖLÜM 5

ARM'İN GÜÇ ELEKTRONİĞİ ÇEVİRİCİSİNDE FARKLI TÜR ANAHTARLAR KULLANILARAK VERİMİN YÜKSELTİLMESİ

Güç elektroniği sistemlerinin temel yapıları, kaynak, anahtarlama elemanları ve yükten oluşmaktadır. Anahtarlama elemanlarının amaca uygun olarak açılıp kapatılmasıyla güç kaynağından sağlanan elektrik enerjisi yükün ihtiyaç duyduğu akım ve gerilime dönüştürülmektedir. Bütün geliştirme çalışmalarına rağmen yarıiletken anahtarlar ideal anahtar özelliklerine tam olarak kavuşturulamamıştır. Bunun sonucunda da kesim, iletim ve konum değiştirme anlarında çeşitli kayıplar ortaya çıkmaktadır. Farklı anahtarlama elemanı yapıları beraberlerinde avantaj ve dezavantajlarını da getirmektedir. Örneğin önemli bir kriter olan anahtarlama hızı (frekansı) MOSFET'lerde oldukça yüksek değerlere ulaşmıştır. Buna karşılık iletim esnasındaki anahtar uçlarındaki büyük gerilim düşümü oldukça yüksektir ve büyük iletim kayıplarına yol açmaktadır. En eski anahtarlama elemanlarından olan tristör ise ciddi komutasyon problemlerine karşılık çok küçük iletim gerilim düşümü dolayısıyla düşük iletim kayıplarına sahiptir.

İlerleyen yarıiletken teknolojisi yeni anahtar elemanlar geliştirmiştir. Bunlardan popüler olan iki tanesi IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) ve MCT (MOS Controlled Thyristor) adları verilen karma elemanlardır. IGBT, MOS girişli bir güç transistörü gibi davranan, MOSFET'in olumlu birçok özelliğini transistörün nisbeten düşük iletim kayıpları ile birleştiren bir elemandır. MCT ise yine MOS girişli bir eleman olup bir tristör kadar küçük iletim kayıplarına sahiptir. MCT'nin anahtarlama hızı, güç transistörü ile IGBT arasında bir yerlerdedir [18,19,20]. MCT hakkında daha ayrıntılı bilgi Ek D de verilmiştir.

5.1 ANAHTARLAMA KAYIPLARI

Anahtarlama elemanının toplam kayıpları, sürücü kayıplarının ve kesim durumundayken akan sızıntı akımının ihmal edilmesi halinde anahtarlama (konum değiştirme) ve iletim kayıplarından oluşmaktadır Şekil 5.1 de bir anahtarlama elemanının akım, gerilim ve güç değişim eğrileri yaklaşık olarak gösterilmiştir [32]. Burada;

t_y : kontrol terminaline iletim komutu uygulandıktan itibaren akımın yüselme süresi

t_d : kontrol terminaline kesim komutu uygulandıktan itibaren akımın düşme süresi

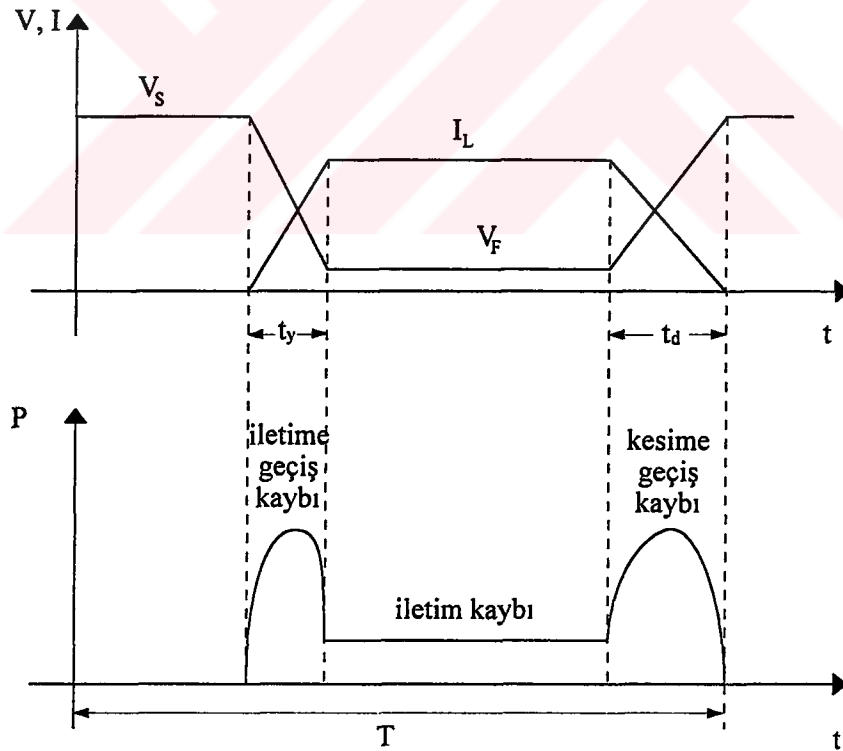
V_s : Kesim esnasında anahtar üzerindeki gerilim

V_F : eleman iletimdeyken üzerinde düşen gerilim

I_L : anahtar akımı

T : peryot

P_{ort} : bir peryot boyunca anahtar üzerinde ortaya çıkan kayıp gücün ortalama değeridir.



Şekil 5.1 Basitleştirilmiş anahtarlama akım, gerilim ve kayıp güç dalga şekilleri

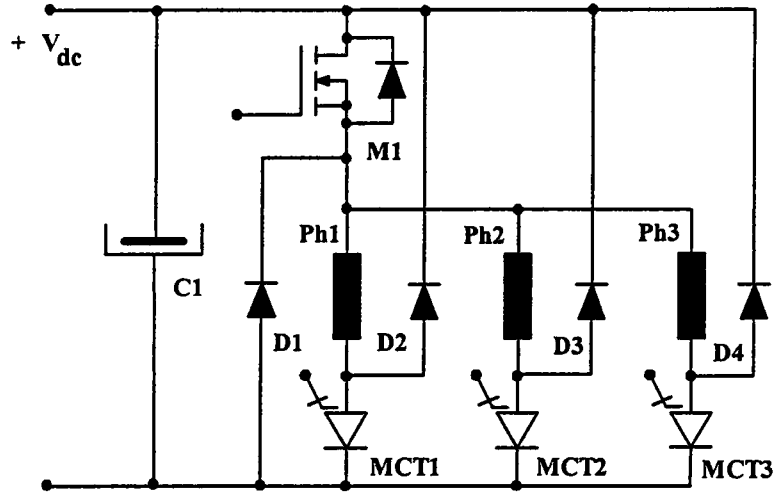
Şekil 5.1 de görüldüğü gibi iletme ve kesime geçiş anlarında eleman akım ve geriliminin zamanla doğrusal olarak değiştiği kabul edilmiştir.

$$P_{ort} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (5.1)$$

Anahtarlama kayıplarının anahtarlama frekansı ile doğru orantılı olarak büyüdüğü göz önüne alınıp şu sonuç çıkarılabilir. Düşük frekansta çalışan anahtarlar için iletim kayıpları, yüksek frekansta çalışan anahtarlar için ise anahtarlama kayıpları ön plandadır.

5.2 ARM SÜRÜCÜ DEVRESİNE AİT ANAHTARLAMA ELEMANLARININ SEÇİMİ

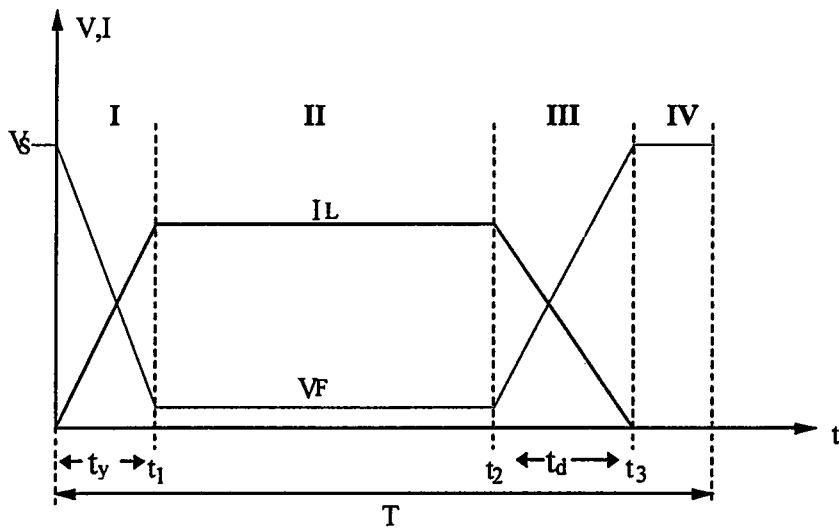
Bir çok güç elektroniği devresinde çeviriciyi oluşturan anahtarlama elemanları, farklı frekans değerlerinde çalışmalarına rağmen aynı türden seçilmektedir. Örnek olarak anahtarlama relüktans makinası sürücüleri ve sinüs darbe genişlik modülasyonlu eviriciler gösterilebilir. Çevirici veriminin en yüksekte tutulması hedeflenerek aynı çevirici yapısı içerisinde farklı türden anahtarlama elemanları kullanılarak toplam anahtar kayıpları azaltılabilir. Sadece MOSFET'ler kullanılarak gerçekleştirilmiş bir ARM sürücüsünde bazı MOSFET'ler MCT'ler ile değiştirilsin. Örnek olarak incelenen 6/4 kutuplu ARM sürücüsündeki doğru akım kıyıcısı MOSFET yerinde bırakılsın. Faz seçimini gerçekleştiren diğer üç anahtar ise MCT'lerle değiştirilsin. Bu devre Şekil 5.2 de gösterilmiştir. DA kıyıcısı için duyulabilir ses frekansı bölgesinin üzerinde bir frekans değeri örneğin 25kHz seçilmiş olsun. 6/4 kutuplu bir anahtarlama relüktans motorun 1500 d/d civarında bir hızla dönmesi halinde faz seçici anahtarlarının anahtarlama frekansı 100Hz civarında olacaktır. Bu durumda DA kıyıcısı için anahtarlama kayıpları ağırlıklı iken diğerleri için iletim kayıpları öne çıkacaktır. Bu halde karma bir yapı oluşturmak toplam kayıpları azaltacaktır [32].



Şekil 5.2 Önerilen ARM sürücüsünün devre şeması

5.3 ANAHTAR KAYIPLARININ HESAPLANMASI

İzleyen bölümde, anahtarın konum değiştirmesi esnasında anahtar akımının ve uçlarındaki gerilimin zamanla doğrusal olarak değiştiği, kesim anında sızıntı akımının akmadığı kabul edilerek ve dış devre elemanlarının anahtarlama devresi üzerindeki etkileri gözardı edilerek, bir anahtarlama periyodu için anahtar üzerinde ortaya çıkan kayıp güç hesaplanacaktır. Bir anahtarlama periyodu dört bölgeye bölünerek incelenecektir. Şekil 5.3 de bu bölgeler gösterilmiştir.



Şekil 5.3 Bir anahtarlama periyodunun dört bölgeye ayrılması

- I.bölge: Anahtar kontrol terminaline iletim komutu verilerek ilettime sokulmuştur.
- II.bölge: Anahtar akımının ve uçlarındaki gerilimin sürekli haldeki değerlerini almıştır.
- III.bölge: Anahtar kontrol terminalinden kesim komutu verilmiş ve eleman kesime sokulmuştur.
- IV.bölge: Anahtar kesimdedir, sızıntı akımı ihmal edilmiştir. Bu bölgede kayıp ortaya çıkmaz.

Şekil 5.3 de gösterilen bölgeler için anahtar elemanlara ait kayıp güç ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$P_I = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left[\left(\frac{I_L}{t_1} \right) \cdot t \right] \cdot \left[\left(\frac{V_F - V_S}{t_1} \right) \cdot t + V_S \right] \cdot dt \quad (5.2)$$

$$P_{II} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} V_F \cdot I_L \cdot dt \quad (5.3)$$

$$P_{III} = \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_3} \left[\left(\frac{V_S - V_F}{t_3 - t_2} \right) (t - t_2) + V_F \right] \cdot \left(\frac{I_L (t_3 - t)}{(t_3 - t_2)} \right) dt \quad (5.4)$$

Bu denklemlerde I_L anahtar kapatıldığında sürekli halde, üzerinden akan akım, V_K ise anahtar kapatıldığında sürekli halde uçlarındaki gerilim düşümüdür. I,II ve III. Bölgeler için ayrı ayrı hesaplanan kayıpların ortalama değerleri toplanarak toplam anahtar kaybı (P_{tot}) hesaplanır.

$$P_{tot} = P_I + P_{II} + P_{III} \quad (5.5)$$

Yukarıdaki bağıntılar kullanılarak farklı iki durum için elemanların kayıpları incelenmiştir. Bu durumlardan ilki anahtarlamalı relüktans motoru sürücü devresinde kullanılan dört anahtarın da MOSFET olması halidir. Kıyıcı anahtarlama

frekansı 25 kHz ve çalışma oranı 1/2, faz seçici anahtarların frekansı 100 Hz, çalışma oranları 1/3 olmak üzere faz seçici anahtarlama elemanlarının her birinde ortaya çıkan anahtar kayıpları 45.047 W'dır. İkinci durumda ise doğru akım kıyıcı olarak yine MOSFET, faz seçici anahtar olarak MCT'lerin kullanılması halinde kıyıcı kayıpları doğal olarak değişmemekte, faz seçici anahtarların kayıpları ise 15,7 W değerine düşmektedir. Kaynak gerilimi 350 V, motor akımı 30 A olmak üzere faz seçici anahtarların MOSFET veya MCT olması durumlarına ilişkin anahtarlama ve iletim kayıpları Tablo 5.1 de verilmiştir.

Tablo 5.1 Anahtar kayıpları

Kayıp güç	MOSFET	MCT
P_I [w]	0.036	0.037
P_{II} [w]	45	15.75
P_{III} [w]	0.011	0.226
P_{TOPLAM} [w]	45.047	16.013

Kullanılan STE38N60 tipi MOSFET'in ve MCTG35P60F1 tipi MCT'nin parametreleri Tablo 5.2 de verilmiştir.

Tablo 5.2 Eleman parametreleri

STE38N60	
t_y	200 ns
t_d	55ns
V_F	4.5 V
MCTG35P60F1	
t_y	180 ns
t_d	1100 ns
V_F	1.35 V

BÖLÜM 6

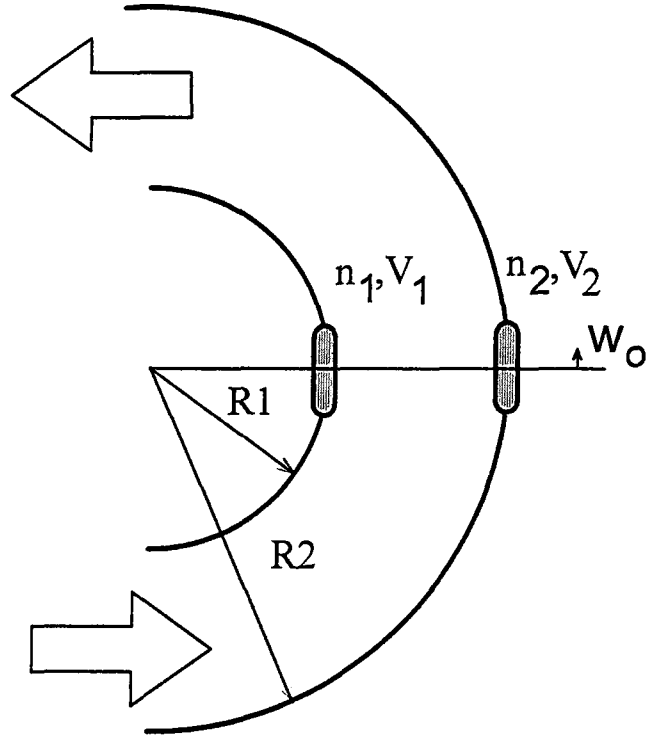
VİRAJ DÖNEN BİR OTOMOBİLİN ÇEKİŞ YAPAN TEKERLEKLERİ ARASINDAKİ YÜK DAĞILIMI

Araçta çekişi gerçekleştiren tekerlekler farklı yol durum ve şartları altında (viraj dönülürken veya bir tekerleğin patinaj yapması hali gibi) istenilen momenti dengeli olarak oluşturabilmelidir. Bu amaçla iki tekerleğe ait motorların momentleri ve devir sayıları, elektronik diferansiyel olarak tanımlanabilecek bir kontrol bloğu tarafından denetlenecektir.

6.1 MEKANİK DİFERANSİYEL DİŞLİ DÜZENİ

Bir otomobilde öncelikle tek bir motorda oluşturulup, vites kutusu yardımı ile momenti ve devir sayısı değiştirilebilen tahrik gücünü çekiş yapan iki tekerleğe dağıtan bir düzeneğe gerek vardır. Otomobil bir viraja girdiğinde virajın dönüş yönünün dışında kalan tekerlekler iç taraftakilere göre daha fazla yol katederler ve daha hızlı dönmek zorunda kalırlar.

Şekil 6.1 de otomobilin viraj dönüş hali gösterilmiştir. Burada virajın iç ve dış tarafındaki çekiş yapan tekerleklerin birbirlerine doğrudan bağlı oldukları yani düz gidiş halindeki gibi eşit hızda döndükleri düşünülürse, viraj alınması halinde dıştaki tekerlek sürüklenirken, içteki de frenlenmeye çalışılacaktır. Bunun sonucunda tekerlekler kaymaya başlayacak ve direksiyon hakimiyeti azalacaktır. Ayrıca yakıt harcaması artarken lastiklerin aşınması da hızlanacaktır. Günümüzün içten yanmalı motorlara sahip otomobillerinin hemen tamamında kullanılan diferansiyel dişli grubu bu problemi oldukça tatminkar bir biçimde çözmektedir [31,33,34].



Şekil 6.1 Aracın bir viraj dönmesi durumunda virajın iç ve dışında kalan tekerlekler

Ancak mekanik diferansiyel dişli düzeni bir takım sorun ve eksikliklere de sahiptir. Bunlar kısaca sıralanırsa;

- Ağırlık.
- Mekanik güç kayıpları.
- Mekanik gürültü ve aşınma.
- Düzenli bakım ve yağ değişimi ihtiyacı.

Bunlardan başka ve belki en önemlisi çekiş yapan tekerleklerden birinin yola tutunamaması (patinaj) sonucu diğer tekerleğe de moment iletilememesi ve otomobilin hareketsiz kalmasıdır.

Tek bir tahrik motoru kullanıldığı sürece gerek elektrik, gerekse içten yanmalı motor olsun bir diferansiyel dişli kutusu kullanılmak zorunda kalınacaktır. Bundan başka bir yöntem ise çekiş yapan her bir tekerleği ayrı bir motor ile tahrik etmektir. Burada motorlar bir takım kurallara göre kontrol edilmelidir [35].

6.2 ÇEKİŞ YAPAN HER BİR TEKERLEĞİNE DOĞRUDAN BAĞLI BİR ELEKTRİK MOTORU OLAN ELEKTRİKLİ OTOMOBİL SİSTEMİ

Tez çalışmasında da benimsenmiş olan bu tahrik sisteminin avantaj ve dezavantajları incelenecek olursa;

- Doğrudan sürüş metodu kullanılması sonucu mekanik verim artırılırken mekanik sistem sadeleşmiştir.
- Tek motorlu sistemlerde kullanılmak zorunda kalınan, tahrik gücünü tekerleklerle paylaştıran ve genellikle mekanik dişli düzenleriyle gerçekleştirilen bir sisteme gerek yoktur. Bunun sonucu olarak da kayıplar, bakım giderleri ve işletme maliyeti azaltılmıştır.
- Motorlardan birinin arızalanması halinde bile diğer motor aracı servis noktasına kadar taşıyabilmekte böylece aracın güvenilirliği artmaktadır.

Bu olumlu özelliklerine karşılık her iki motor da aynı besleme gerilimi ile beslenecek olursa, içten yanmalı motorlu taşıtlarda diferansiyel dişli grubunun kullanılmaması halinde ortaya çıkan sorunların benzerleri ile karşılaşılacaktır. Buna göre bir viraj dönülürken içte kalan motor dıştakine oranla daha fazla yüklenecektir. Motor momentleri uygun biçimde kontrol edilmezse direksiyon hakimiyeti azalırken lastik aşınması da artacaktır [31,34]. Bu dengesiz yük dağılımı ayrıntılı olarak incelenmek istenirse öncelikle viraj içindeki bir aracın iç ve dış tarafındaki tekerleklerinin devir sayılarının ne şekilde değiştiğini belirlemek gerekir. Buna göre, Şekil 6.1 de görülen otomobil modeli iç yarı çapı R_1 olan bir virajı ω_0 açısal hızıyla dönsün bu esnada iç taraftaki tekerlek R_1 , dıştaki ise R_2 yarı çaplı birer daire yayı üzerinde hareket edeceklerdir. İçteki tekerleğin çizgisel hızı V_1 , dıştaki tekerleğin çizgisel hızı V_2 olmak üzere;

$$V_1 = R_1 \cdot \omega_0 \quad (6.1)$$

$$V_2 = R_2 \cdot \omega_0 \quad (6.2)$$

R_T tekerlek yarıçapı ve n_1 ve n_2 tekerlek devir sayıları olmak üzere, tekerlek çizgisel hızları aşağıdaki şekilde de yazılabilir.

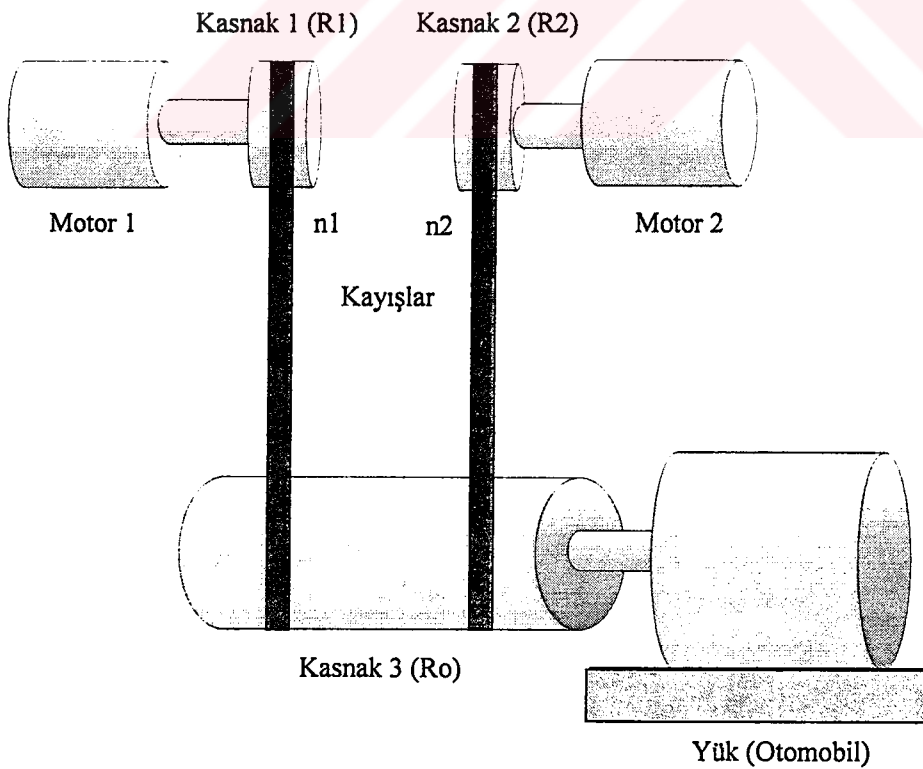
$$V_1 = 2\pi R_T n_1 / 60 \quad (6.3)$$

$$V_2 = 2\pi R_T n_2 / 60 \quad (6.4)$$

(6.1), (6.2), (6.3) ve (6.4) eşitlikleri kullanılarak (6.5) eşitliği yazılabilir.

$$n_1/n_2 = R_1/R_2 \quad (6.5)$$

Viraj dönülmesi esnasında toplam yükün motorlar arasındaki dağılımını belirlemek amacıyla çekiş yapan iki tekerlek ve yol arasında hiç bir kayma olmadığı kabul edilerek Şekil 6.2 de gösterilen motor, kayış-kasnak ve yükten oluşan elektromekanik model üzerinde inceleme yapılabilir. Motor 1



Şekil 6.2 Sistemin elektromekanik modeli

Buna göre,

$R_1=R_2$; Düz gidiş.

$R_1>R_2$; Sola dönüş.

$R_2>R_1$; Sağa dönüş durumlarına karşılık gelecektir.

Yoldaki gidiş durumuna göre motorlar arasındaki yük dağılımını belirleyebilmek için basit eşdeğer devresi ve sürekli halde doğrusal denklemlerden oluşan matematiksel modeli nedeniyle Şekil 6.2 deki sistem, doğru akım motorları için incelenecektir. Birinci ve ikinci motorlar aynı parametrelere sahip eş motorlardır. Burada,

M_1 : 1 numaralı motorun momenti

M_2 : 2 numaralı motorun momenti

M_{tot} : Aracı hareket ettiren toplam moment

I_{A1} : 1 numaralı motorun endüvi akımı

I_{A2} : 2 numaralı motorun endüvi akımı

U_{A1} : 1 numaralı motorun endüvi gerilimi

U_{A2} : 2 numaralı motorun endüvi gerilimi

R_A : Endüvi direnci

Φ : Uyarma akısı (sabit)

k_m : Moment katsayısı

n_1 ve n_2 : Motorların devir sayılarını ifade etmektedir

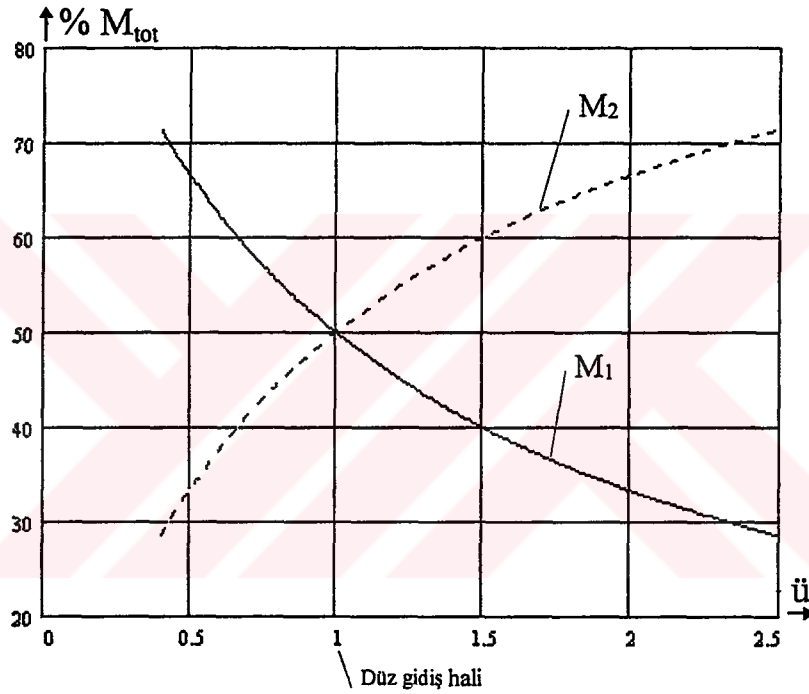
$$\ddot{u}=R_1/R_2=n_1/n_2 \quad (6.6)$$

olmak üzere iki motorun devir sayılarının birbirine $\ddot{u}$ gibi bir katsayıyla bağlı olduğu göz önüne alınarak moment ifadeleri elde edilip, $\frac{k_m \Phi}{R_A} = 1$ kabulü altında sadeleştirilmiştir. Motor momentlerinin endüvi gerilimleri ve devir sayıları oranına (dolayısıyla dönülen virajın yarı çapına) bağlı olarak değişimi aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$M_1 = \frac{(U_{A1} - \ddot{u} U_{A2}) + \ddot{u} M_{\text{tot}}}{1 + \ddot{u}} \quad (6.7)$$

$$M_2 = \frac{(\ddot{u} U_{A2} - U_{A1}) + M_{\text{tot}}}{1 + \ddot{u}} \quad (6.8)$$

Şekil 6.3 de tekerlek devir sayıları oranı ($\ddot{u}$) parametre alınarak her iki motorun da aynı besleme gerilimi ile beslendiği hal ($U_{A1}=U_{A2}$) için toplam momentin motorlar arasındaki yüzde cinsinden dağılım eğrileri verilmiştir.



Şekil 6.3 Motor momentlerinin devir sayıları oranına göre değişimi

Eğriler incelendiğinde viraj içinde kalan (daha yavaş dönen) tekerleğe ait motorun yükünün viraj yarı çapına bağlı olarak değiştiği görülmektedir. Bunun nedeni ise yavaş dönen tekerleğin zıt elektromotor kuvvetinin küçülmesi ve endüvi akımının dolayısı ile momentinin büyümesidir. Bu yorum eşdeğer devresinde hıza bağlı olarak değişen ZEMK kaynağı bulunan diğer makinalar (SRM, FDAM vs) için de geçerlidir.

6.2.1 Motorların Moment Kontrolü

Kullanılabilecek çözüm yollarından biri yükü büyüyen iç taraftaki motorun besleme gerilimi azaltılarak ürettiği moment azaltılırken daha az yüklenen dış taraftaki tekerleğin motorunun besleme gerilimi artırılarak motorların toplam yükü eşit biçimde paylaşmaları sağlanabilir. Diğer bir çözüm ise bu çalışmada da benimsendiği gibi motor akımlarının dolayısı ile momentlerinin kontrol edilmeleridir. Bu sayede motorlar devir sayılarından bağımsız olarak sabit moment üretebilmektedir.

Moment kontrolü yapmanın avantajları kısaca özetlenirse,

- Motorlar yükü daima eşit olarak paylaşırlar. Böylece nominal güçleri belirlenirken göz önüne alınacak emniyet payı çok daha küçük seçilebilir.
- Lastikler eşit yük altında çalışmaları sonucu aşınmaları da dengeli olur.
- Tekerlek momentlerinin eşit dağılımı sonucu direksiyon kontrolü daha rahat olur.
- Moment kontrolü amacıyla motor akımlarının kontrol altında tutulması sonucu doğal bir aşırı yüklenme koruması yapılmış olur.

Bu olumlu yanlara karşılık patinaj durumunda tekerlek devir sayıları çok büyük değerlere çıkabilir. Patinaja başlayan tekerleğin yere uyguladığı kuvvetin azalması sonucu bu tekerleği tahrik eden motorun yükü de azalmış olacaktır. Akım kontrol düzeni, yükü azalan motorun kaynaktan çektiği akımı sabit tutmak için motorun uç gerilimini büyütecektir. Bunun sonucunda patinaj yapan tekerlek daha da hızlanarak kaymaya devam edecektir. Bunun önüne geçilmelidir. Ayrıca anahtarlama relüktans motorunun doğrusal olmayan moment karakteristikleri de işi daha karmaşık bir hale getirmektedir.

BÖLÜM 7

BULANIK KONTROLÖR KULLANILARAK GERÇEKLEŞTİRİLEN PATİNAJ ÖNLEME SİSTEMİ

İnsanoğlu günlük hayatında sürekli olarak yakın çevresinden gelen bilgileri işler ve sonucunda gerekli kararları verir. İnsanın doğal olarak sahip olduğu bu yetenek bilgisayarlara oldukça karmaşık çalışmalarla kısmen kazandırılabilir. Bilgisayarlar işlemlerinde sadece iki farklı değer tanımlı olduğu Boolean cebirini kullanmaktadırlar. Bu farklı değerler $\{1, 0\}$, $\{\text{evet, hayır}\}$, $\{\text{doğru, yanlış}\}$, $\{5V, 0V\}$, vs. olarak ifade edilebilir ancak sayıları iki taneden fazla olamaz. Bu durum bilgisayarın iç hesaplamalarında ve bilgisayarlar arası haberleşmelerde bir sorun yaratmamaktadır. Ancak gerçek dünyada karşılaşılan durumlar ve soruların cevapları daima kesin değerlere sahip değildir. Bir çok cevap "evet", "hayır", "aydınlık", "karanlık" şeklinde kesin olabileceği gibi bir çoğu da "belki", "loş", "ılık" gibi yoruma açık bir belirsizlik taşımaktadır. 1965 Yılında prof. L. A. Zadeh bilgisayar tabanı üzerine kurulmuş kontrol sistemlerinde kesin bir değer alması şart olmayan yani ara durumların da tanımlanabileceği değişkenlerin kullanılabilmesine olanak veren "Fuzzy Sets" veya "bulanık kümeler" teorisini ortaya atmıştır. Başlangıçta fazlaca ilgi görmeyen bu teoriyi 1974'de Dr. E. H. Mamdani bir buharlı motorun kontrolünde kullanmıştır. Daha sonraları 1980'de Danimarka'da F. L. Smidth Co. tarafından bir çimento fabrikasında ilk ticari uygulaması yapılmıştır [36,37]. Bu gün "bulanık kontrol yöntemi" motor hız kontrolünden uçaklardaki otomatik pilotlara veya evlerde kullanılan beyaz eşyalara kadar bir çok farklı alanda kullanılmaktadır. Bulanık kontrol uygulamalarında en önemli avantaj dilsel değişkenlerin kullanılabilmesidir. Bu değişkenler konuşma dili veya yapay bir dil kullanılarak oluşturulan kelime veya cümleler olabilir. Bu sayede konularında uzmanlaşmış kişilerin tecrübe ve fikirleri kolayca kontrolöre aktarılabilir ve uzman kontrol sistemleri gerçekleştirilebilir.

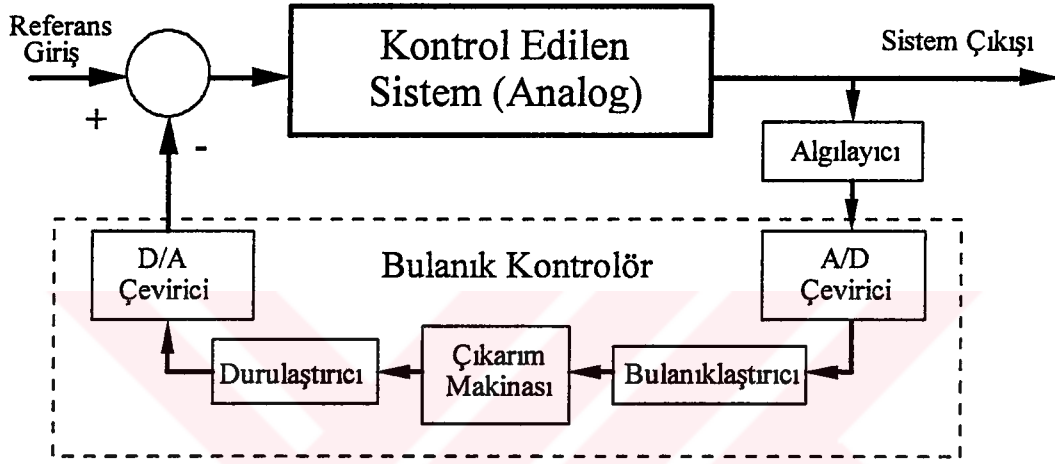
7.1 BULANIK KONTROL

Bulanık kontrol sistemi, kontrol edilen sistemden gelen etkilere ve bulanık kurallar adı verilen kurallara göre karar verip, gerekli kontrol büyüklüğünü oluşturan bir uzman sistemdir. Bulanık kontrolörler klasik kontrolörlerin aksine uzman insan kullanıcıların tecrübelerinden de yararlanabilirler. Bu özellik, matematiksel modeli tam ve hassas olarak ortaya konulamayan veya çok zor ve pahalı olarak elde edilebilecek sistemlerde son derece önemli avantajlar sağlar. Eksiksiz bir matematiksel modelin elde edilmesindeki başlıca zorluklar, sistem doğasından gelen doğrusallık bozuklukları, sistem yapısının zamanla değişmesi, büyük genlikli ve sınıflandırılmayan çevresel bozucular etkisinde çalışılması, algılayıcıların zamanla doğruluklarının değişmesi ve çok hassas ölçümlerin yapılamaması olarak sıralanabilir. uygulamada ise deneyimli insan kullanıcıların bu sistemlerle çalışırken oldukça güvenilir ve tutarlı kararlar aldıkları gözlenmektedir. Bu durumda deneyimli bir kullanıcının tecrübelerinin hassas bir matematiksel modelin yerini alabileceği düşünülebilir. Ancak bu tecrübenin kalıplaşmış bazı terimler kullanılarak ifade edilebilmesi oldukça zor olabilir. Bunun yerine tecrübeler dilsel açıklamalar ile daha kolay olarak algılanabilecektir. Farklı çalışma durumlarının dilsel açıklamaları yardımıyla bulanık çıkarımlar esnasında baş vurulacak olan bir kural kümesi elde edilir. Aşağıda bu kurallara bir örnek verilmiştir.

EĞER devir sayısı oranı çok büyük **VE** direksiyon çevrilme miktarı sıfır **İSE** motor akımını azalt

Burada devir sayısı oranı ve direksiyon çevrilme miktarı çalışma esnasında izlenmekte olan durum değişkenleridir. Motor akımı ise bulanık kontrolör tarafından belirlenecek olan çıkış büyüklüğüdür. Bir bulanık kontrol sisteminin blok şeması Şekil 7.1 de gösterilmiştir. Bulanık kontrolör, üç temel bölümden oluşmaktadır. Bulanıklaştırıcı, sistemden alınan iki tabanlı sayısal bilgiyi üyelik fonksiyonları yardımı ile bulanık büyüklüklere çevirir. Çıkarım makinası, bulanık "EĞER....İSE" kuralları yardımı ile giriş değişkenlerinden bulanık çıkış değişkenlerini belirler ve bu sonuçları bir araya getirir. Ancak bu değer halen bulanık bir büyüklüktür.

Durulaştırıcı adı verilen blok ise bulanıklaştırıcının aksine bulanık bir büyüklükten tek bir (duru) değer elde ederek kontrol işaretini oluşturur [36,37,38,39,40]. Bu gün bulanık kontrolörlerin gerçekleştirilmesinde iki farklı yaklaşımdan söz edilebilir. Bunlar Mamdani'nin klasikleşmiş metodu ve daha yeni bir metod olan Sugeno'nun yaklaşımıdır. Bu iki yöntem birbirine oldukça benzemektedir. Temel farkları bulanık çıkarım sonuçlarının gerçek (duru) değerlere dönüştürme yöntemlerinde ortaya çıkmaktadır.



Şekil 7.1 Bulanık kontrol sistemi

7.1.1 Üyelik Fonksiyonları ve Bulanıklaştırma

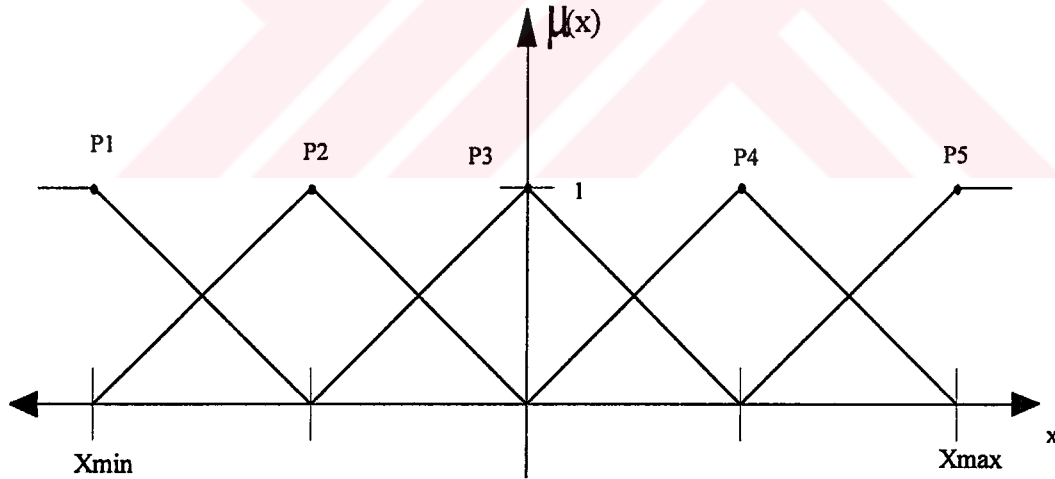
Sistemin çalışması esnasında gerçek bir büyüklüğü (örneğin bir doğru akım motorunun endüvi gerilimi veya sıcaklık vs.) dilsel olarak belirlenen bulanık kuralların uygulanabileceği bir hale getirmek için bulanıklaştırıcı bloğu kullanılmaktadır. Bulanıklaştırıcı çıkışındaki işaret, bir bulanık kümeye ait olmak durumundadır. (Örnek olarak "küçük endüvi gerilimleri" bulanık kümesi veya "soğuk" bulanık kümesi). Bulanık kümeler matematiksel formüllerle ifade edilebilirler ve üyelik fonksiyonu adını alırlar [36,37,38,39,40]. Bu fonksiyonlar, bir gerçek büyüklüğün ilgili bulanık kümeye ne derece ait olduğunu (üyelik) gösterirler. Üyelik, 0 ile 1 değerleri arasında değerler alabilecek şekilde normalize edilmiştir.

X: Tanım aralığı ve $\mu_A(x)$: x büyüklüğüne karşılık düşen üyelik değeri olmak üzere,

$$\mu_A(x):X \rightarrow [0,1] \quad (7.1)$$

Buna göre üyelik değeri 0 ise x büyüklüğü kesinlikle ilgili bulanık kümenin bir elemanı değildir. Üyelik değeri 1 ise x , kesinlikle ilgili bulanık kümenin bir elemanıdır. Klasik kümeler teorisindeki bütün işlemler (kesişim, birleşim, tümleme, vs.) bulanık kümeler için de tanımlıdır.

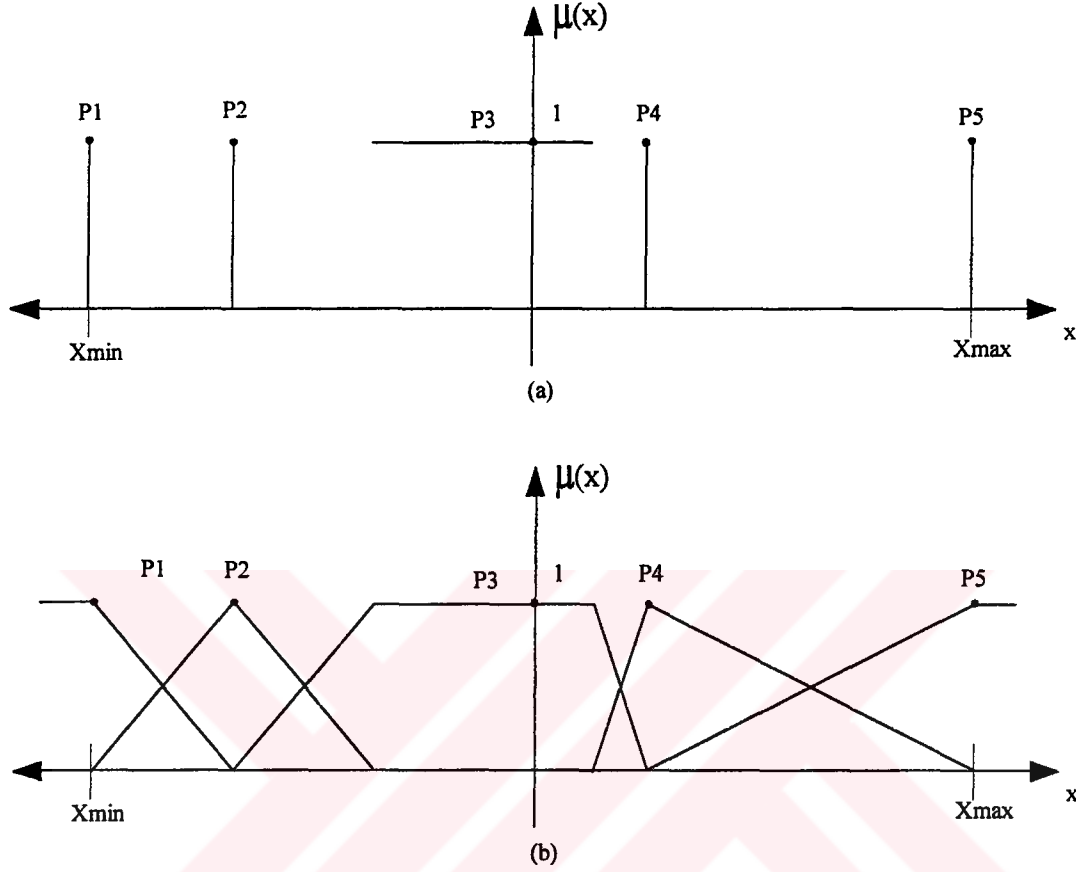
Üyelik fonksiyonlarının belirlenmesinde iki farklı yöntem kullanılabilir. Birinci yöntemde giriş ve çıkış değişkenlerinin değişim aralıkları n adet eşit alt aralığa bölünür ve her alt aralığın orta noktası üyeliğin maksimum değerini ($\mu_A(x)=1$) aldığı nokta olarak tanımlanır. Bu noktaya esas nokta adı verilir. Bir üyelik fonksiyonuna ait esas noktanın başka bir üyelik fonksiyonundaki üyelik değeri sıfırdır. Bu kabuller doğrultusunda ilgili giriş veya çıkış değişkeni için üçgen formunda n adet üyelik fonksiyonu tanımlanabilir. (Şekil 7.2). Daha sonra bu üyelik fonksiyonlarına dilsel değerler verilebilir. (Örneğin negatif büyük, pozitif çok hızlı, sıfır, vs.).



Şekil 7.2 Üyelik fonksiyonları

Diğer bir yöntem ise konusunda uzman bir insan tarafından giriş ve çıkış değişkenlerine ait değişim aralığı, alt aralıklar ve esas noktaların ayrıntılı olarak teker teker belirlenerek üyelik fonksiyonlarının oluşturulmasıdır. Şekil 7.3 a ve b de bu şekilde oluşturulmuş üyelik fonksiyonlarına örnek gösterilmiştir. Üyelik

fonksiyonlarının daima üçgen formunda olması gibi bir kural yoktur. (Çan eğrisi ve yamuk biçimli üyelik fonksiyonları da sıklıkla kullanılmaktadır.)



Şekil 7.3.a ve b Esas noktalar ve üyelik fonksiyonları

7.1.2 Bulanık Çıkarım

Daha önce de değinildiği gibi bulanık kontrolör {eğer...ise} şeklinde yazılmış kurallar tarafından karakterize edilir. "Eğer" koşuluyla kontrol edilen durumlar ve "ise" bağlacıyla ilişkilendirilen bulanık sonuçların birleştirilmesinde sıklıkla aşağıdaki iki metoddan biri kullanılır. Bu metodlar Max-Min ve Max-Prod. metodlarıdır. Literatürde bunlara ek olarak Max-Max, Min-Min, (p,q) kompozisyonu, Sum-Prod ve Max-ave adları verilen metodlar da yer almaktadır [38,40]. Bu metodlardan her birinin kendine özgü karakteristikleri ve uygulama alanları vardır.

Max-Min metodu Zadeh tarafından -eğer...ise- dilsel kurallarının birleştirilmesinde kullanılmıştır. Bu metod, insanın doğal lisanını kullanarak tüme varım sonucu netice çıkarma mekanizmasına benzer biçimde sonuç verir. Aşağıda metod kısaca tanıtılacaktır.

n: Giriş sayısı

$v = 1, 2, 3, \dots, n$

X_v : v. girişin değişim (tanım) aralığı

x_v : v. girişteki ölçülmüş giriş büyüklüğü

$(x_1, x_2, \dots, x_v, \dots, x_n) \in (X_1 \times X_2 \times \dots \times X_v \times \dots \times X_n)$, sistemin o andaki bütün ölçülmüş giriş büyüklükleri olmak üzere hangi giriş büyüklüğüne hangi kuralların uygulanacağına karar verilir.

Burada v. giriş büyüklüğü için ölçülen değerin hangi üyelik fonksiyonuna (veya bulanık kümeye) ait olduğu belirlenir, üyelik değeri hesaplanır ve ilgili dilsel değişkenle adlandırılır. Bu işlem bütün girişlerdeki büyüklükler için tekrarlanır. Artık ölçülen gerçek büyüklükler bulanık kuralların uygulanabilmesine uygun hale gelmişlerdir.

$A_1, A_2, \dots, A_n$: dilsel giriş değişkenleri

B, dilsel çıkış değişkeni olmak üzere;

EĞER $x_1 = A_1$ VE $x_2 = A_2$ VE.....VE $x_n = A_n$ İSE $y = B$

yukarıdaki genel yapı k. kural için yazıldığında,

r: kural sayısı

$k = 1, 2, \dots, r$

R^k : k. kural olmak üzere;

R^k : EĞER $x_1 = A_1^k$ VE $x_2 = A_2^k$ VE.....VE $x_n = A_n^k$ İSE $y = B^k$

şeklini alır. Bütün kurallar yukarıdaki şekilde giriş işaretlerine uygulandıktan sonra aşağıdaki ifade yardımı ile birleştirilerek (toparlanarak) bulanık, ancak tek bir kontrol işareti elde edilir.

$\mu_Y(y)$: birleştirilmiş çıkış işareti;

$$\mu_Y(y) = \max_k \left\{ \min \left[\mu_{A_1^k}(x_1), \mu_{A_2^k}(x_2), \dots, \mu_{A_n^k}(x_n), \mu_{B^k}(y) \right] \right\} \quad (7.2)$$

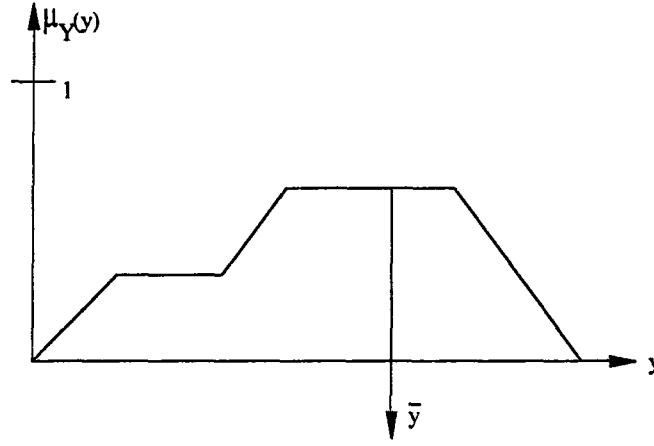
Şeklinde ifade edilir.

7.1.3 Durulaştırma

Yukarıda incelenen bulanıklaştırma, bulanık çıkarım ve birleştirme işlemleri, her giriş işareti takımına $((x_1, x_2, \dots, x_n) \in (X_1 \times X_2 \times \dots \times X_n))$ karşılık bir çıkış bulanık kümesi ($\mu_Y(y)$) belirleyen bir bağıntı oluşturur. Durulaştırma arabirimi çıkış bulanık kümesinden tek bir sayısal büyüklük (duru büyüklük) elde etmekle yükümlüdür. Yaygın olarak kullanılan durulaştırma metodlarına göz atılırsa bunlar: Maksimum alma, yükseklik metodu ve ağırlık merkezi metodudur. Ağırlık merkezi metodu, oldukça pürüzsüz yani darbesel işaret değişimlerinin ortaya çıkmadığı bir kontrol davranışı sergiler. Çıkış büyüklüğü çıkış üyelik fonksiyonu tarafından belirlenen alanın ağırlık merkezinin yatay koordinatı olarak tanımlanmıştır [36,38,40,]. Şekil 7.4 de örnek bir çıkış üyelik fonksiyonu ve ağırlık merkezi gösterilmiştir. Gerçek (duru) çıkış büyüklüğü, çıkış üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezinin koordinatlarının yatay bileşenini veren;

$$\bar{y} = \frac{\int_{y \in Y} y \cdot \mu_Y(y) \cdot dy}{\int_{y \in Y} \mu_Y(y) \cdot dy} \quad (7.3)$$

bağıntısı yardımıyla belirlenir.



Şekil 7.4 Bir çıkış üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezi

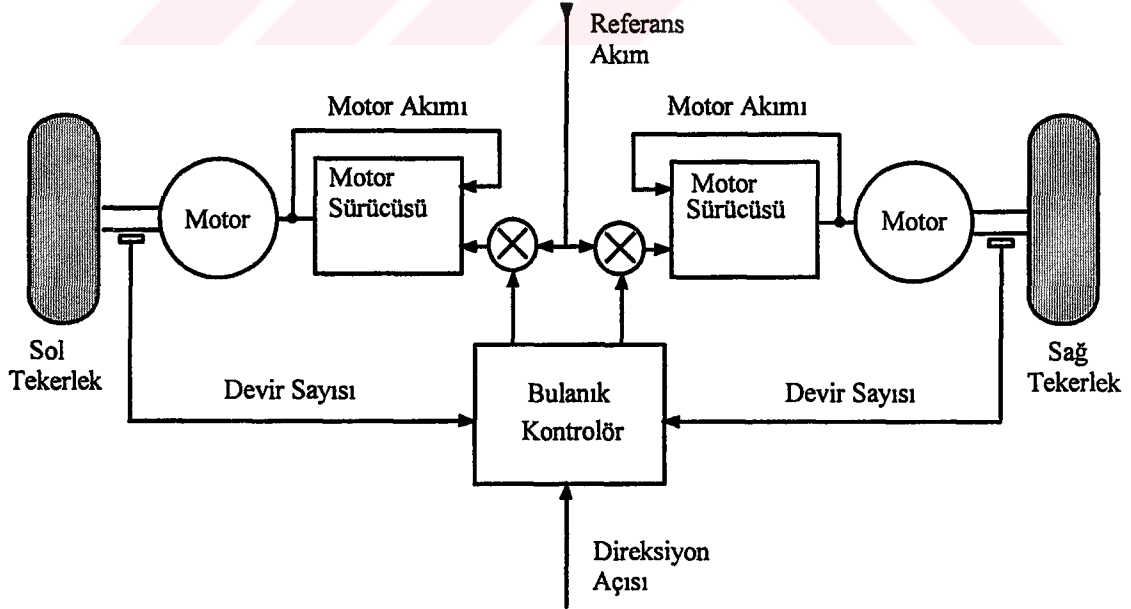
7.2 ELEKTRONİK PATİNAJ ÖNLEYİCİ

Günlük hayatta kullanılan sıradan otomobillerde bulunan mekanik diferansiyel kutularının kuşkusuz en önemli ve etkili dezavantajı tekerleklerden birinin yere tutunamaması sonucu patinaj yapması halinde diğer tekerleğe de güç iletilmemesidir. Bu çalışmanın konusunu teşkil eden iki motorlu otomobilde ise bir tekerlek diğerinin durumundan bağımsız olarak güç üretebilmektedir. Böylece tekerleklerden birinin kaygan bir zemin üzerinde bulunması (kar, çamur, buz vs) arabanın ilerlemesine engel değildir.

Kullanılan motorlarda akım kontrolü yoluyla moment kontrolü yapılmaktadır. Bunun sonucunda araç düz giderken bir viraja gelindiğinde virajın içinde kalan tekerlekler ile dışındakiler arasında ortaya çıkan devir sayısı farkından dolayı, yükün motorlar arasında dengesiz bir şekilde paylaşılmasının önüne geçilebilmektedir. Araç düz giderken veya bir virajın alınması esnasında tekerleklerden birinin patinaja başlaması durumunda bağlı olduğu motorun yükü aniden azalacaktır. Yüğü azalan motorun çektiği akım da azalacaktır. Bunun sonucu akım kontrolü yapan motor kontrol katı, motor akımını sürücünün "gaz pedalına" basarak belirlediği referans değere yükseltmek amacıyla motor sargılarına uyguladığı gerilimi arttıracaktır. Geriliminin artması patinaj yapan motoru daha da hızlandıracak ve bu böylece sürecektir.

Ortaya çıkan durumun sakıncaları incelenirse, öncelikle patinaj yapan tekerleğin yere güç verememesi ancak akım çekmeye zorlanması sonucu gereksiz bir güç kaybı ortaya çıkacaktır. Tekerlek büyük bir devir sayısıyla dönerken yoldaki olumsuz durumun (çamur birikintisi, buz, mıcır, vs.) ortadan kalkarak aniden yere tutunması sonucu hızlı bir şekilde yavaşlamak zorunda kalacaktır. Motor ve tekerleğin eylemsizlik momentleri ve akım kontrol çevriminin zaman sabitinden dolayı aniden yavaşlaması mümkün olmayan lastik ile yer arasında büyük bir sürtünme kuvveti ortaya çıkacaktır. Bu esnada lastik hızla aşınıp ömrü kısalmış otomobilin savrulma ihtimali de belirecektir. Patinajı engellemek için yapılması gereken şey sürücünün ayağını gaz pedalından kaldırarak referans akımı küçültmesidir. Ancak bu durumda yolu tutan tekerlek ve sonucunda otomobil de yavaşlayacaktır.

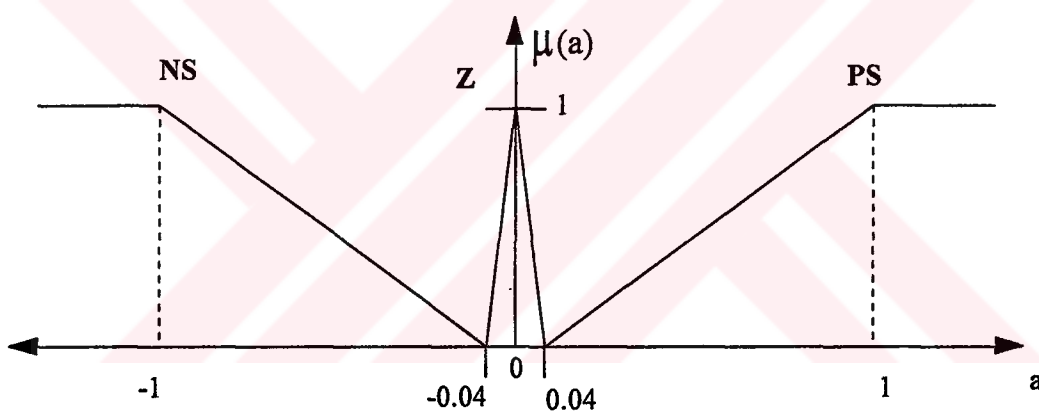
Bu çalışmada, yukarıdaki soruna çözüm olarak patinaj halinde sürücünün belirlediği referans akımdan bağımsız olarak, kısmen veya tamamen yüksüz kalmış olan motoru dönmesi gereken devir sayısında dönmeye zorlayan bir kontrol bloğu kullanılmasına karar verilmiştir. Şekil 7.5 de sistemin blok şeması gösterilmiştir. Bu bloğun çalışma parametrelerinin oluşturulmasında "Bulanık Mantık" kavramı kullanılmış ve "Bulanık Patinaj Önleme" yöntemi geliştirilmiştir.



Şekil 7.5 Sistemin blok şeması

7.2.1 Bulanık Patinaj Önleme Sistemi

Tekerleklerden birinin patinaj halinin sağ ve sol tekerlek devir sayılarının farkı veya oranının değerlendirilmesiyle algılanması mümkündür. Ancak bir viraj dönülürken de tekerlekler farklı devirlerde dönerler. Bu nedenle direksiyonun döndürülme miktarı (açısı) da hesaba katılmalıdır. Amaç, devir sayılarının oranı ve direksiyon açısının o andaki değerinden otomobilin yol tutuş durumunun belirlenmesi ve patinaj yapan tekerlek varsa bunun hızının kontrol edilmesidir. Aşağıda direksiyon açısının a ve devir sayıları oranının dn ile gösterildiği durum için giriş üyelik fonksiyonları yer almaktadır. Şekil 7.6 da direksiyon açısı a ya ait üyelik fonksiyonları gösterilmiştir.



Şekil 7.6 Direksiyon açısı "a" 'ya ait üyelik fonksiyonları

Direksiyon açısı a , üç adet üyelik fonksiyonu ile ifade edilmektedir. Bunlar;

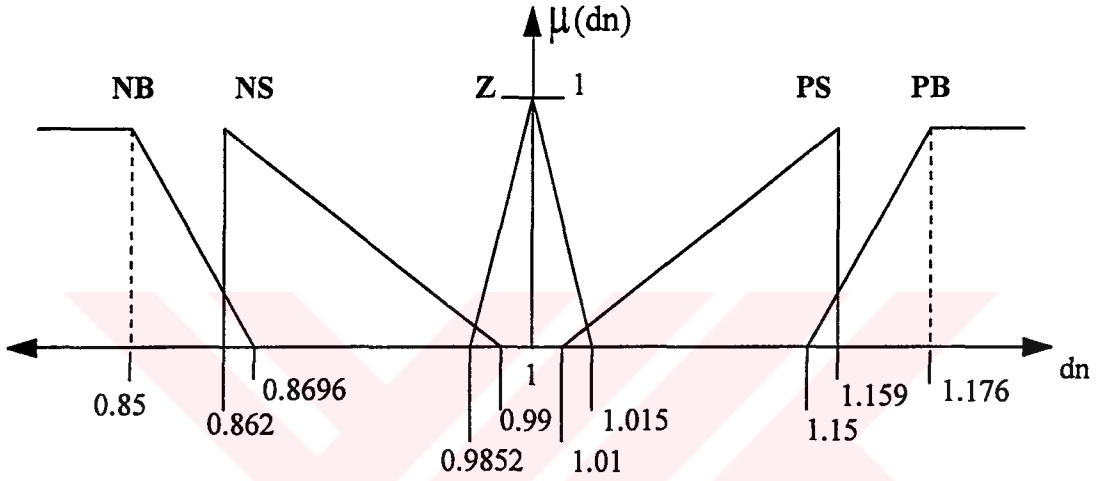
Z: direksiyonun düz tutulduğu durumdur. Bu halde araba düz gitmeli ve tekerleklerin devir sayıları eşit olmalıdır.

NS: direksiyon sola çevrilmiştir. Araba sola dönmekte ve tekerlek devir sayıları sağdaki tekerleğinki büyük olacak şekilde farklı olmalıdır.

PS: direksiyon sağa çevrilmiştir. Araba sağa dönmekte ve tekerlek devir sayıları soldaki tekerleğinki büyük olacak şekilde farklı olmalıdır.

Direksiyon açısı α 'nın değişim aralığı -1 (tamamen sola çevrilmiş) ile +1 (tamamen sağa çevrilmiş) arasında tanımlanmıştır.

Şekil 7.7 de devir sayısı oranına ait üyelik fonksiyonları gösterilmiştir. Devir sayısı oranı dn , beş adet üyelik fonksiyonu ile ifade edilmiştir. Bunlar, NB, NS, Z, PS ve PB dir. Burada en önemli nokta NB ve PB fonksiyonlarının başladıkları devir sayısı oranlarının belirlenmesidir.



Şekil 7.7 Devir sayısı oranı " dn " 'ye ait üyelik fonksiyonları

Bu değerler otomobilin genişliği ve dönebileceği en küçük viraj yarı çapı cinsinden hesaplanabilirler. Şekil 7.8 de gösterilen durumda;

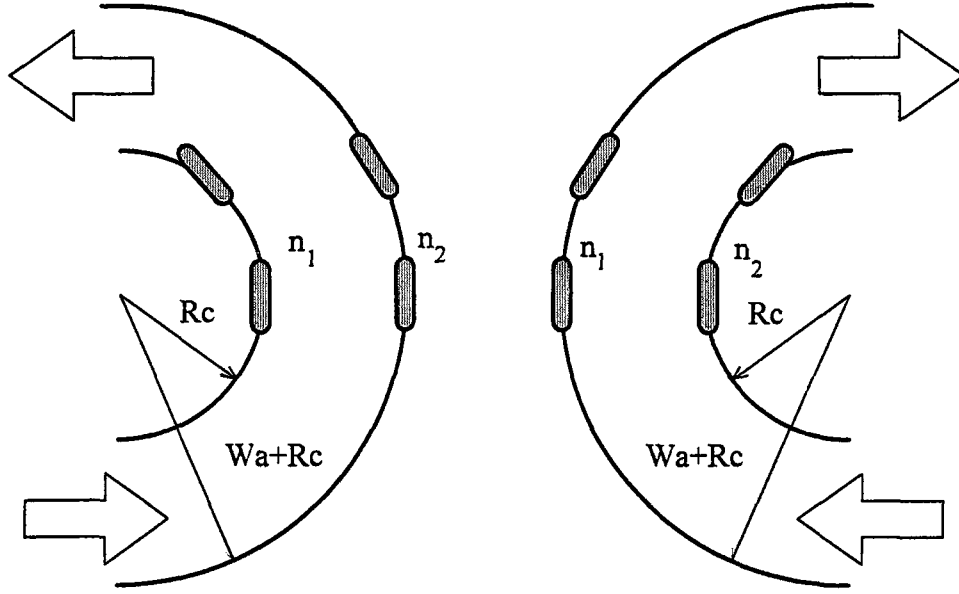
R_c : viraj yarı çapı

W_a : otomobilin dingil genişliği

n_1 : sol tekerleğin devir sayısı

n_2 : sağ tekerleğin devir sayısı

olmak üzere aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.



Şekil 7.8 Aracın sola veya sağa doğru viraj dönmesi

sola dönüş hali için;

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{Rc}{Rc + Wa} \quad (7.4)$$

sağa dönüş hali için;

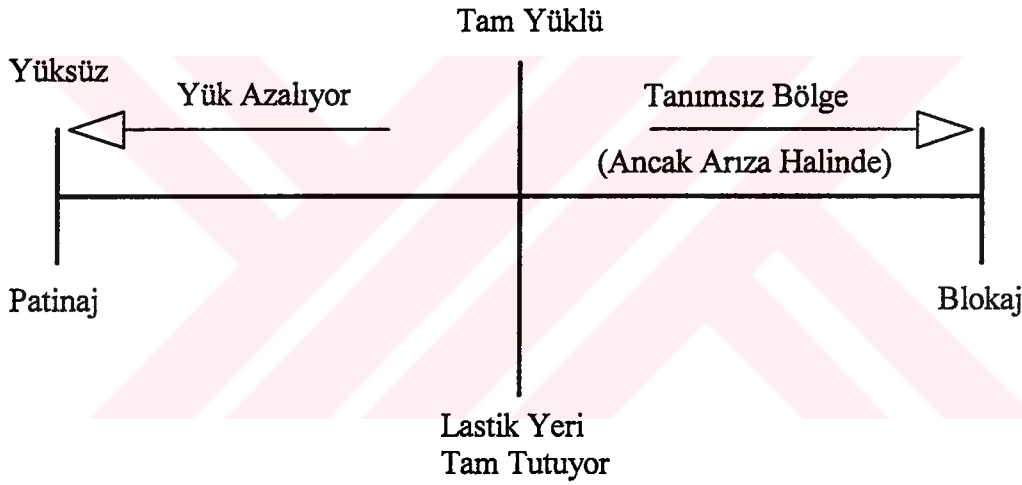
$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{Rc + Wa}{Rc} \quad (7.5)$$

olarak ifade edilebilir.

Uygulamada $Rc=10m$ ve $Wa=1.5m$ alınmıştır. Yukarıdaki (7.3) ve (7.4) bağıntıları uyarınca bu değerler için devir sayısı oranları 0.8696 (tam sola dönüş) ile 1.15 (tam sağa dönüş) olarak hesaplanmıştır.

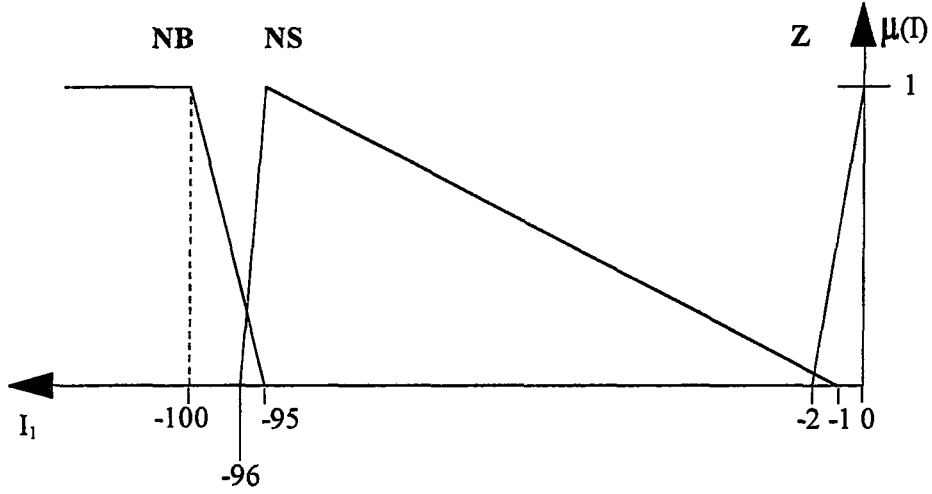
Otomobilin bütün yol ve sürüş şartlarına karşılık çekiş yapan sağ ve sol tekerleklerin devir sayıları oranı bu değerler arasında olmalıdır. Aksi halde kesinlikle patinaj var demektir. Sola dönüş durumu için (n_1/n_2) devir sayısı oranının 0.8696 değerinin

altına düşmesinin iki nedeni olabilir. Bunlar n_1 in küçülmesi veya n_2 nin büyümesidir. Şekil 7.9 da bir tekerleğe ait çalışma koşullarını gösterir bir grafik verilmiştir. Bir motorun en fazla yüklendiği durum, bağlı olduğu lastiğin hiç kaymaksızın (patinajsız olarak) yeri kavradığı ideal durumdur. Bu hal için devir sayısının viraj yarı çapı tarafından belirlenen değerin altına düşmesi ancak bir arıza halinde mümkün olabilir. Diğer bir değişle sola dönüş halinde n_1 in n_2 den bağımsız bir biçimde küçülmesi mümkün değildir. Bu durumda n_1/n_2 oranının aniden düşmesinin nedeni n_2 'nin büyümesi olmalıdır. Eğer 2. motorun bağlı olduğu tekerlek yere tutunabilme yeteneğini kaybettiye (patinaj yapıyorsa) bu motorun yükü de azalacak ve hızı (n_2) artacaktır. Bu açıklamalar simetrik olarak sağa dönüş hali için de geçerlidir.

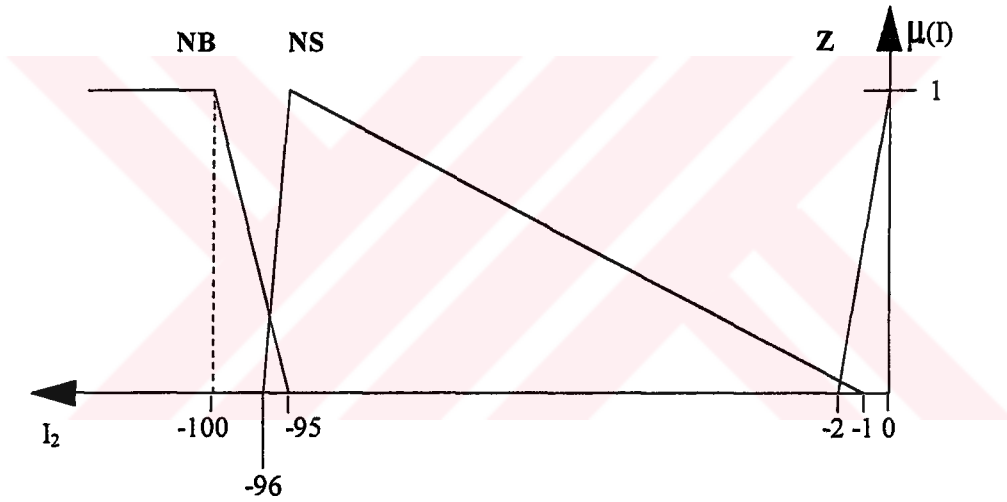


Şekil 7.9 Motorun çalışma durumları

Çıkışlara ait üçer adet (NB, NS, Z) üyelik fonksiyonu Şekil 7.10 ve Şekil 7.11 de gösterilmiştir. Her iki motor akımının referans (sürücü tarafından belirlenen) değerinin o anki yol ve çalışma durumuna göre ne kadar değiştirilmesi (veya hiç değiştirilmemesi) gerektiğini belirleyen kontrol işaretlerinin elde edilmesinde aynı tip üyelik fonksiyonları kullanılmıştır.



Şekil 7.10 Birinci motora ait çıkış üyelik fonksiyonları



Şekil 7.11 İkinci motora ait çıkış üyelik fonksiyonları

Giriş ve çıkış üyelik fonksiyonlarını birbirine ilişkilendiren bulanık kurallar ise aşağıda belirtilmiştir. Burada birinci motorun akım kontrol büyüklüğü I_1 , ikinci motorun akım kontrol büyüklüğü ise I_2 ile gösterilmiştir.

- 1.) Eğer $dn=NB$ ve $a=NS$ ise $I_1=Z$ ve $I_2=NB$ olsun.
- 2.) Eğer $dn=NB$ ve $a=Z$ ise $I_1=Z$ ve $I_2=NB$ olsun.
- 3.) Eğer $dn=NB$ ve $a=PS$ ise $I_1=Z$ ve $I_2=NB$ olsun.
- 4.) Eğer $dn=NS$ ve $a=NS$ ise $I_1=Z$ ve $I_2=Z$ olsun.

- 5.) Eğer $dn=NS$ ve $a=Z$ ise $I_1=$ ve $I_2=NS$ olsun.
- 6.) Eğer $dn=NS$ ve $a=PS$ ise $I_1=Z$ ve $I_2=NB$ olsun.
- 7.) Eğer $dn=Z$ ve $a=NS$ ise $I_1=NS$ ve $I_2=Z$ olsun.
- 8.) Eğer $dn=Z$ ve $a=Z$ ise $I_1=Z$ ve $I_2=Z$ olsun.
- 9.) Eğer $dn=Z$ ve $a=PS$ ise $I_1=Z$ ve $I_2=NS$ olsun.
- 10.) Eğer $dn=PS$ ve $a=NS$ ise $I_1=NB$ ve $I_2=Z$ olsun.
- 11.) Eğer $dn=PS$ ve $a=Z$ ise $I_1=NS$ ve $I_2=Z$ olsun.
- 12.) Eğer $dn=PS$ ve $a=PS$ ise $I_1=Z$ ve $I_2=Z$ olsun.
- 13.) Eğer $dn=PB$ ve $a=NS$ ise $I_1=NB$ ve $I_2=Z$ olsun.
- 14.) Eğer $dn=PB$ ve $a=Z$ ise $I_1=NB$ ve $I_2=Z$ olsun.
- 15.) Eğer $dn=PB$ ve $a=PS$ ise $I_1=NB$ ve $I_2=Z$ olsun.

Yukarıdaki kurallar matris formunda Tablo 7.1 ve Tablo 7.2 de gösterilmiştir.

Tablo 7.1 Birinci motora ait bulanık kuralların matrisel gösterimi

$dn \backslash a$	NS	Z	PS
NB	<i>Z</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>
NS	<i>Z</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>
Z	<i>NS</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>
PS	<i>NB</i>	<i>NS</i>	<i>Z</i>
PB	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>

I_1

Tablo 7.2 ikinci motora ait bulanık kuralların matrisel gösterimi

$dn \backslash a$	NS	Z	PS
NB	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>
NS	<i>Z</i>	<i>NS</i>	<i>NB</i>
Z	<i>Z</i>	<i>Z</i>	<i>NS</i>
PS	<i>Z</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>
PB	<i>Z</i>	<i>Z</i>	<i>Z</i>

I_2

7.2.2 Bulanık Kurallara Ait Tamamlayıcı Bilgiler

- Devir sayıları oranının patinaj sınırı olan 0.8696 ile 1.15 değerleri arasında kalan bölgenin dışında olması durumunda (NB veya PB üzerinde) devir sayısı büyük olan motorun hızı süratle düşürülmelidir. Bu amaçla motor akımı büyük miktarda azaltılmalıdır. 1, 2, 3, 13, 14, ve 15. kurallar bu durumları kapsamaktadır.
- Eğer direksiyon bir miktar sola çevrilmiş ve devir sayısı oranı ($n1/n2$), 0.99'dan küçük ve 0.8696'dan büyük ise aracın yol tutuşunda bir problem olmadığı kabul edilir ve motor akımları değiştirilmez. Bu durum patinajsız sola dönüş halidir. 4. kural bu durumu kapsar.
- Eğer direksiyon bir miktar sağa çevrilmiş ve devir sayısı oranı ($n1/n2$), 1.01'den büyük ve 1.15'den küçük ise aracın yol tutuşunda bir problem olmadığı kabul edilir ve motor akımları değiştirilmez. Bu durum patinajsız sağa dönüş halidir. 12. kural bu durumu kapsar.
- Eğer direksiyon düz tutuluyor ve devir sayısı oranı ($n1/n2$), 0.99'dan küçük ve 0.8696'dan büyük ise sağ tekerlek için kısmi bir patinaj söz konusudur. Sağ tekerleğin motorunun akımı biraz azaltılarak devir sayısı düzenlenmelidir (5. Kural).
- Eğer direksiyon düz tutuluyor ve devir sayısı oranı ($n1/n2$), 1.01'den büyük ve 1.15'den küçük ise sol tekerlek için kısmi bir patinaj söz konusudur. Sol tekerleğin motorunun akımı biraz azaltılarak devir sayısı düzenlenmelidir (11. Kural).
- Eğer direksiyon bir miktar sağa çevrilmiş ve devir sayısı oranı ($n1/n2$), 0.99'dan küçük ve 0.8696'dan büyük ise sağ tekerlek için patinaj var demektir. Sağ tekerleğin motor akımı süratle düşürülerek devir sayısı düzenlenmelidir (6. Kural).

- Eğer direksiyon bir miktar sola çevrilmiş ve devir sayısı oranı (n_1/n_2), 1.01'den büyük ve 1.15'den küçük ise sol tekerlek için patinaj var demektir. Sol tekerleğin motor akımı süratle düşürülerek devir sayısı düzenlenmelidir (10. Kural).
- Eğer devir sayıları oranı 1 ancak direksiyon sola çevriliyse sol tekerlek patinaj yapıyor demektir. Sol tekerleğin motor akımı süratle düşürülerek devir sayısı düzenlenmelidir (7. Kural).
- Eğer devir sayıları oranı 1 ancak direksiyon sağa çevriliyse sağ tekerlek patinaj yapıyor demektir. Sağ tekerleğin motor akımı süratle düşürülerek devir sayısı düzenlenmelidir (9. Kural).
- Eğer direksiyon düz tutuluyor ve devir sayıları oranı 1 ise bu durum patinajsız düz gidişe karşılık düşmektedir. Motor akımları değiştirilmez (8. Kural).

Gerçekleştirilen bulanık kontrolörde birleştirme metodu olarak Max-Min, durulaştırma için ise ağırlık merkezi metodları kullanılmıştır.

BÖLÜM 8

SİSTEMİN BİLGİSAYAR BENZETİMİ

Oluşturulan bulanık patinaj önleme sisteminin bilgisayar ortamında benzetimi MATLAB-Simulink ve bunun bir alt yazılımı olan Fuzzy Logic Toolbox yazılımları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. İzleyen bölümde sistemin ayrıntılı blok şeması incelenecek ve benzetim sonuçları verilecektir.

8.1 SİSTEMİN SIMULINK BENZETİM MODELİ'NİN OLUŞTURULMASI

8.1.1 ARM'nin Simulink Modelinin Oluşturulması

MATLAB benzetiminin yapılmasının temel amacı bulanık patinaj önleme sisteminin etkinliğinin görülmesidir. Bu nedenle çok ayrıntılı ve karmaşık bir ARM modeli yerine bir takım yaklaşıklık ve kabuller ışığında daha sade bir model oluşturulmasına karar verilmiştir. Bu kabuller aşağıda sıralanmıştır.

- Makina doymasızdır.
- Doğrudan sürüş yönteminin doğal bir sonucu olarak makina düşük devir sayılarında çalışmaktadır. Bu nedenle akımın kırılarak sabit tutulduğu kabul edilebilir.
- Rotor ve stator kutupları yüzyüze konumdayken ilgili faza ait faz endüktansının değişmediği bölgenin genişliği ihmal edilmiştir.

ARM'nin faz gerilimi ve moment ifadeleri yazılırsa, (V_s) kaynak gerilimi, (i) faz akımı, (R) faz direnci, (L) faz endüktansı ve (M) üretilen moment olmak üzere;

$$V_s = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dL}{dt} \quad (8.1)$$

$$M = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot i^2 \quad (8.2)$$

$$\frac{dL}{dt} = \frac{dL}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (8.3)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (8.4)$$

(8.3) ve (8.4), (8.1) de yerine konulursa,

$$V_s = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega \quad (8.5)$$

İfadesi elde edilir.

faz akımının sabit bir değerde tutulması halinde, L_{u0} ortalananmış konumdaki faz endüktansı ve L_{a0} yüzyüze konumdaki faz endüktansı olmak üzere;

$$\Delta L = L_{a0} - L_{u0} \quad (8.6)$$

faz endüktansının L_{u0} değerinden L_{a0} değerine yükselirken rotorun döndüğü açı miktarı ise 6/4 kutuplu ARM için, (12 darbe/devir)

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{12} \quad (8.7)$$

olarak tanımlansın.

Doymanın ihmal edilmesi nedeniyle faz endüktansının, rotor dönüş açısıyla doğrusal olarak değiştiği kabul edilmiştir. Bu durumda k bir sabit olmak üzere;

$$k = \frac{dL}{d\theta} = \frac{\Delta L}{\Delta\theta} \quad (8.8)$$

tanımı yapıp (8.2) ve (8.5) ifadelerde yerine konulursa eşitlikler aşağıdaki basit şekle dönüştürülür.

$$M = \frac{1}{2} \cdot k \cdot i^2 \quad (8.9)$$

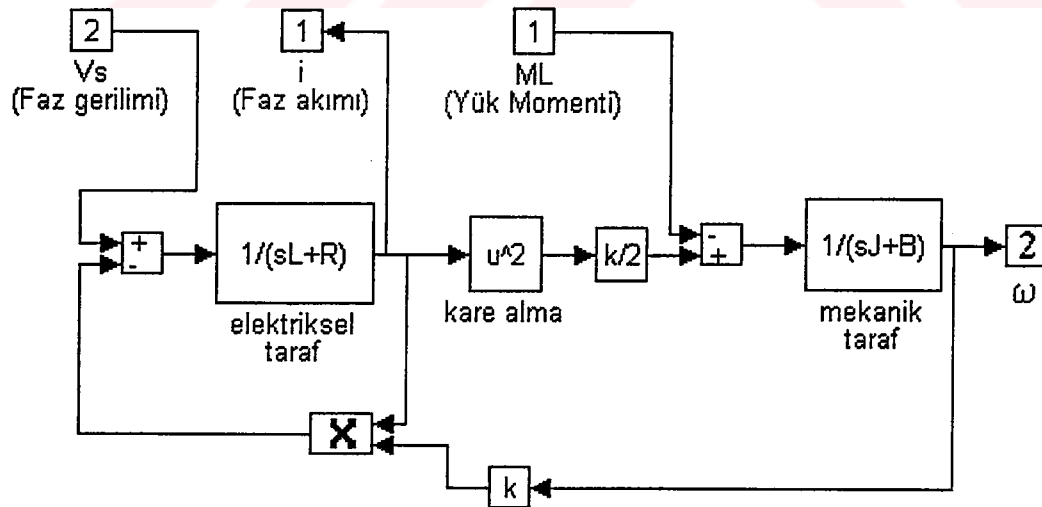
$$E = i \cdot k \cdot \omega \quad (8.10)$$

$$V_s = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + E \quad (8.11)$$

Ayrıca mekanik taraf için, (J) toplam eylemsizlik momenti, (B) sürtünme katsayısı ve (M_L) yük momenti olmak üzere;

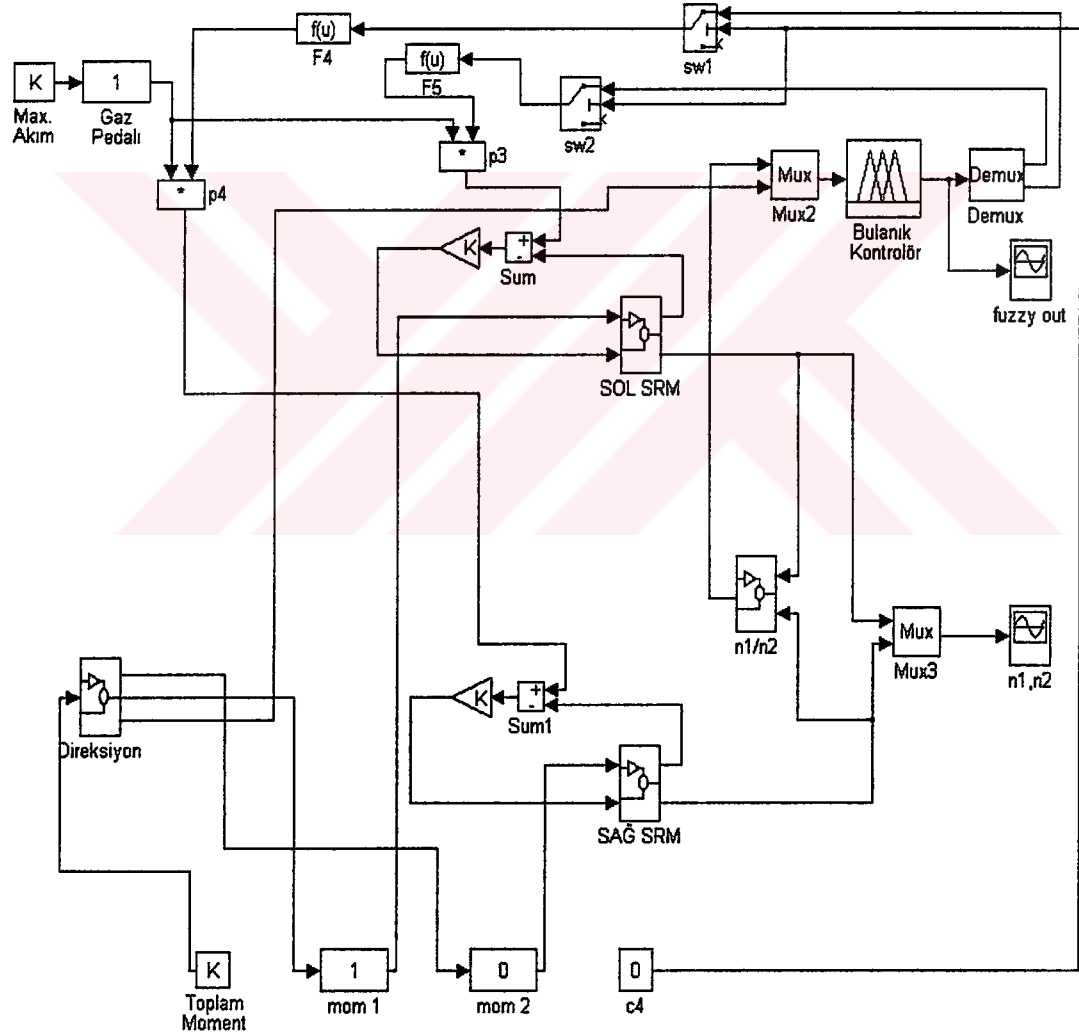
$$M = M_L + J \cdot \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega \quad (8.12)$$

yazılabilir. Şekil 8.1 de bu denklemlerden yararlanılarak oluşturulmuş ARM modeli gösterilmiştir.



Şekil 8.1 ARM modeli

ARM'nin faz endüktansı rotorun dönüşü esnasında sürekli olarak en düşük ve en yüksek değerleri arasında değişim göstermektedir. Motorun elektriksel zaman sabitini etkileyen bu değişim, faz akımının kontrol edilebilme (arttırılma veya azaltılma) hızını yani motorun besleme gerilimindeki değişimlere tepki süresini etkilemektedir. Bu çerçevede benzetim, kontrol cevabı açısından en kötü durum olan faz endüktansının en büyük değeri için gerçekleştirilirse elde edilecek olan olumlu sonuçlar faz endüktansının diğer değerlerini de kapsayacaktır. Şekil 8.2 de tüm sistemin Simulink benzetim modeli verilmiştir. Aşağıda modele ait alt blokların işlevlerine değinilecektir.



Şekil 8.2 Tüm sistemin Simulink modeli

Benzetim esnasında farklı yol ve sürüş durumları için tekerlek, dolayısıyla motor yükleri değiştirilerek kısmi ve tam patinaj durumları bulanık patinaj önleyicinin devrede olmadığı ve olduğu durumlar için incelenecektir.

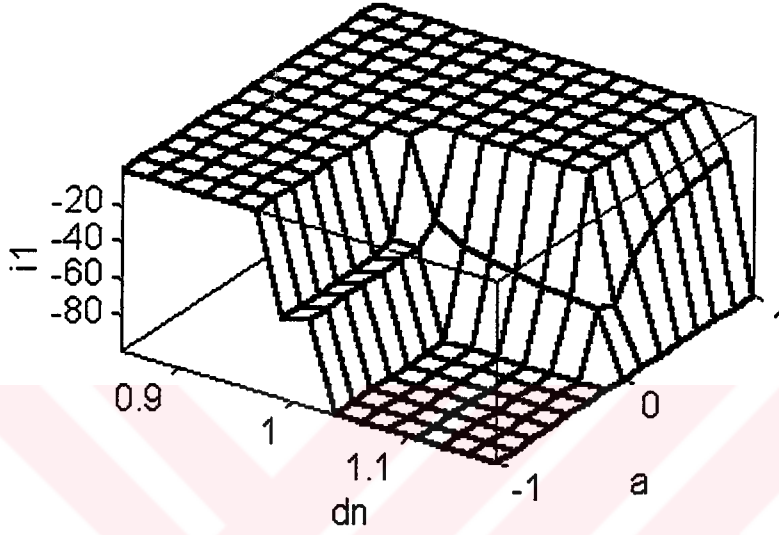
8.1.2 Bulanık Kontrolörün Simulink Benzetim Modeli

Bulanık kontrolörün benzetimi "Simulink-Fuzzy Logic Toolbox" yazılımı kullanılarak yapılmıştır. Programın grafiksel kullanıcı arabirimi yardımıyla giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları kolayca tanımlanabilmektedir. Bulanık kurallar da dilsel (İngilizce) veya sembolik olarak kural tabanına yazıldıktan sonra program tarafından sunulan seçeneklerden bulanık çıkarım ve durulaştırma metodları belirlenmektedir. Bulanık kontrolöre ait yukarıdaki parametreler belirlenip programa girildikten sonra kontrolörün Simulink benzetim modeli elde edilmiştir ve herhangi bir sistemin benzetiminde bir alt blok olarak kullanılabilir. Tablo 8.1 de MATLAB Fuzzy Toolbox dilsel editöründe oluşturulan bulanık patinaj önleme sistemine ait kural tabanı gösterilmiştir.

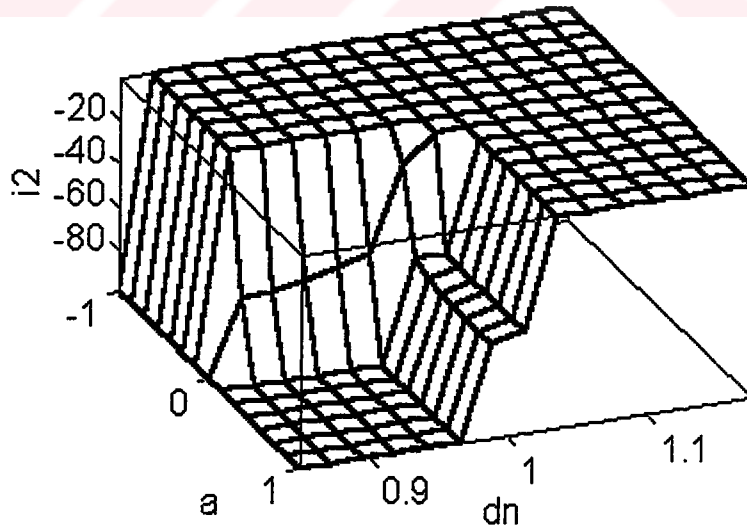
Tablo 8.1 Bulanık kontrolörün kural tabanı

1. If {dn is nb} and {a is ns} then {i1 is z}{i2 is nb} (1)
2. If {dn is nb} and {a is z} then {i1 is z}{i2 is nb} (1)
3. If {dn is nb} and {a is ps} then {i1 is z}{i2 is nb} (1)
4. If {dn is ns} and {a is ns} then {i1 is z}{i2 is z} (1)
5. If {dn is ns} and {a is z} then {i1 is z}{i2 is ns} (1)
6. If {dn is ns} and {a is ps} then {i1 is z}{i2 is nb} (1)
7. If {dn is z} and {a is ns} then {i1 is ns}{i2 is z} (1)
8. If {dn is z} and {a is z} then {i1 is z}{i2 is z} (1)
9. If {dn is z} and {a is ps} then {i1 is z}{i2 is ns} (1)
10. If {dn is ps} and {a is ns} then {i1 is nb}{i2 is z} (1)
11. If {dn is ps} and {a is z} then {i1 is ns}{i2 is z} (1)
12. If {dn is ps} and {a is ps} then {i1 is z}{i2 is z} (1)
13. If {dn is pb} and {a is ns} then {i1 is nb}{i2 is z} (1)
14. If {dn is pb} and {a is z} then {i1 is nb}{i2 is z} (1)
15. If {dn is pb} and {a is ps} then {i1 is nb}{i2 is z} (1)

Yine aynı yazılım kullanılarak bulanık kontrolörün girişleri (direksiyon açısı (a) ve tekerleklerin devir sayısı oranı (dn)) ile çıkışları (birinci motorun akımı (I_1) ve ikinci motorun akımı (I_2)) arasındaki ilişkiyi gösteren üç boyutlu grafikler (kontrol yüzeyleri) de kolayca çizilebilmektedir. Bu grafikler Şekil 8.3 ve Şekil 8.4 de gösterilmiştir.



Şekil 8.3 Birinci motora ait kontrol yüzeyi



Şekil 8.4 İkinci motora ait kontrol yüzeyi

ARM'nin akım kontrolü, araç sürücüsü tarafından belirlenen referans akım ile gerçek motor akımının farkının bir oransal kontrolör yardımı ile motor besleme geriliminin oluşturulmasında kullanılmasıyla yapılmaktadır. Kullanılan kontrolörün kazancı $K=50$ olarak seçilmiştir. "SW1" ve "SW2" anahtarları ve "CK" katsayısı yardımı ile bulanık kontrolör benzetim esnasında devreye alınıp çıkarılabilmektedir. "CK"=0 iken bulanık kontrolör devre dışı, "CK"=1 iken devrededir. "FN1" ve "FN2" fonksiyon blokları, bulanık kontrolörün çıkış işaretlerini 0,1 değerleri arasında değişecek şekilde normalize ederler. Bu işaretler ile sürücünün belirlediği referans akım çarpılarak birinci ve ikinci motorun akımları belirlenir. "Mom1" ve "Mom2" sürgüleri yardımı ile motorların yükleri istenilen değere ayarlanabilmektedir. "direksiyon" ve "n1/n2" oranlama blokları ise bulanık kontrolöre o andaki sürüş ve yola tutunma durumu bilgilerini vermektedir.

8.2 BENZETİM SONUÇLARI

Aşağıda farklı çalışma durumları için sistemin benzetim sonuçları verilmiştir. Kullanılan ARM modelinin parametreleri deneysel çalışmalarda kullanılan ARM'lere uygun olarak,

$$R_p=0.118\Omega$$

$$L_p=44.063\text{mH}$$

$$J=0.006\text{kg.m}^2$$

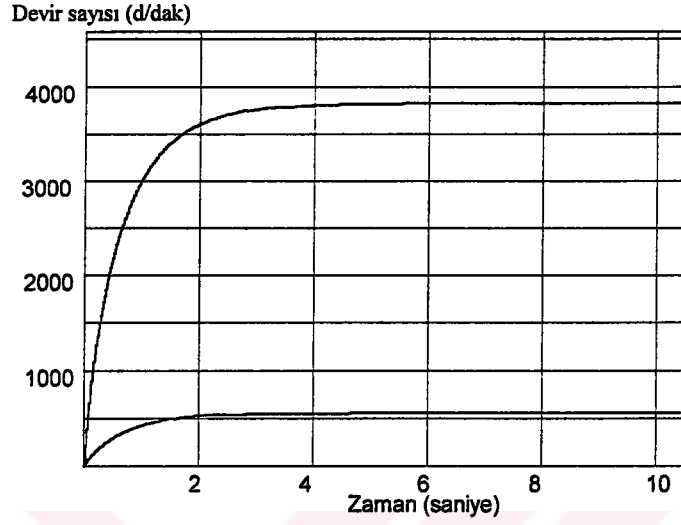
$$B=0.018\text{Nm.s/rad}$$

$$K_m=0.08\text{Nm/A}^2 \text{ olarak belirlenmiştir.}$$

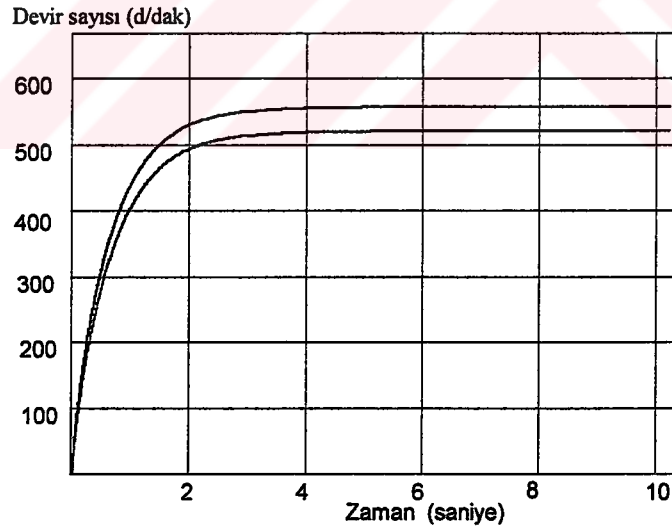
Motor akımı 4 A, tekerleğin yola tam olarak tutunması halindeki yükü 1 Nm dir.

Şekil 8.5 de bulanık kontrolör devrede değilken düz gidiş halinde (direksiyon açısı sıfır) kalkıştan itibaren tekerleklerden biri yolu tam olarak kavırken diğerinin yükünün sıfır olduğu patinaj durumu için tekerlek devir sayılarının değişimi gösterilmiştir. Şekil 8.6 da ise yukarıdaki çalışma koşulları altında bulanık kontrolör devredeyken tekerlek devir sayıları verilmiştir. Yine bulanık kontrolör devredeyken

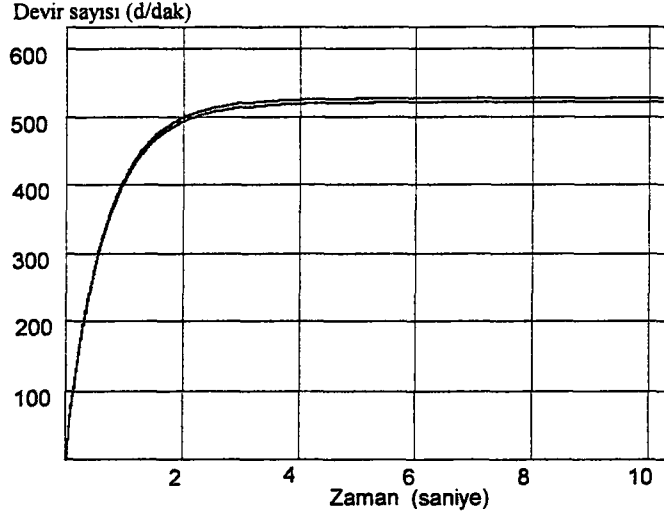
kalkıştan itibaren tekerleklerden biri yolu tam kavrarken diğerinin yükünün patinaj sonucu yarı yarıya azalması halinde devir sayılarının değişimi Şekil 8.7 de gösterilmiştir.



Şekil 8.5 Bulanık kontrolör devrede değilken tekerleklerden birinin sıfır yükle patinaj yapması hali

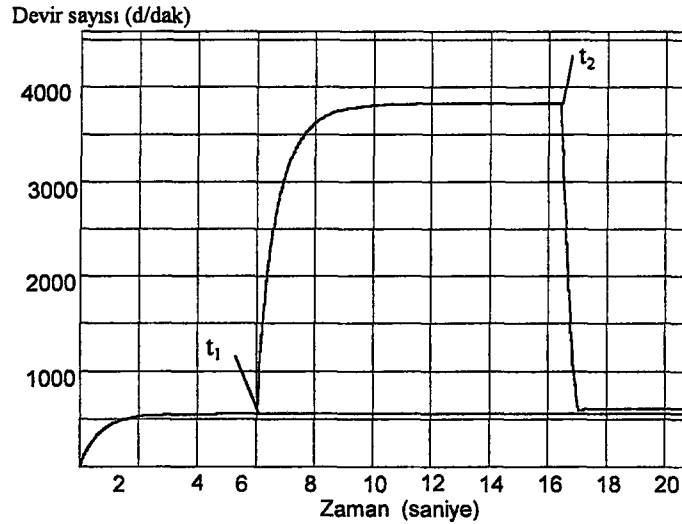


Şekil 8.6 Bulanık kontrolör devredeyken tekerleklerden birinin sıfır yükle patinaj yapması hali

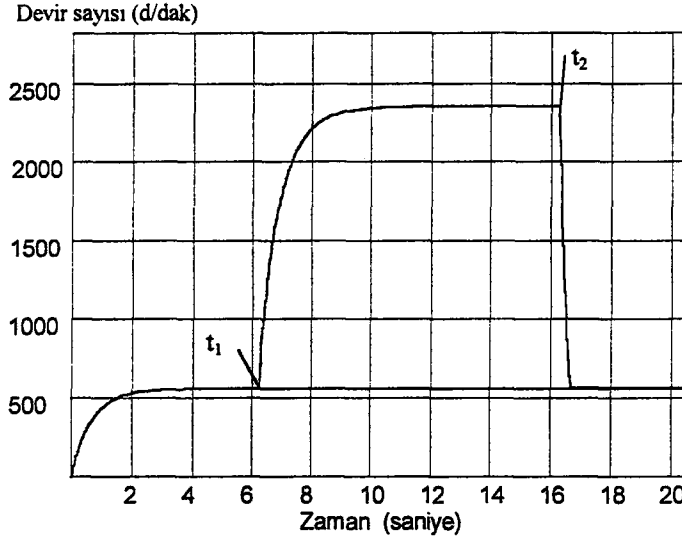


Şekil 8.7 Bulanık kontrolör devredeyken tekerleklerden birinin yarı yükü patinaj yapması hali

Şekil 8.8 de düz gidiş hali için t_1 anında tekerleklerden biri yükünün sıfıra düşmesi sonucu patinaja başlamakta, bunun sonucunda devir sayısı aşırı büyümektedir. Daha sonra t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınarak patinaj yapan tekerleğin devir sayısının yeniden sınırlanması sağlanmıştır. Şekil 8.9 da aynı durum patinaj yapan tekerleğin yükünün tamamen sıfır değerini alması yerine yarı yarıya azalması hali için incelenmiştir.

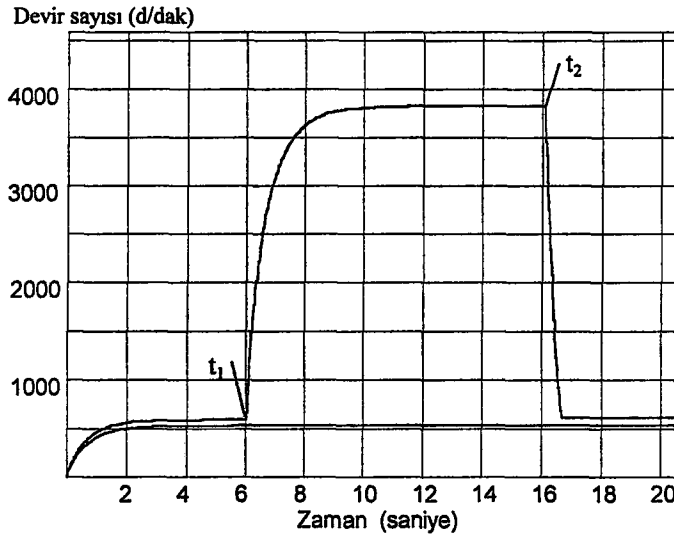


Şekil 8.8 Tekerleklerden biri t_1 anında sıfır yükü patinaja başlamakta ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmaktadır

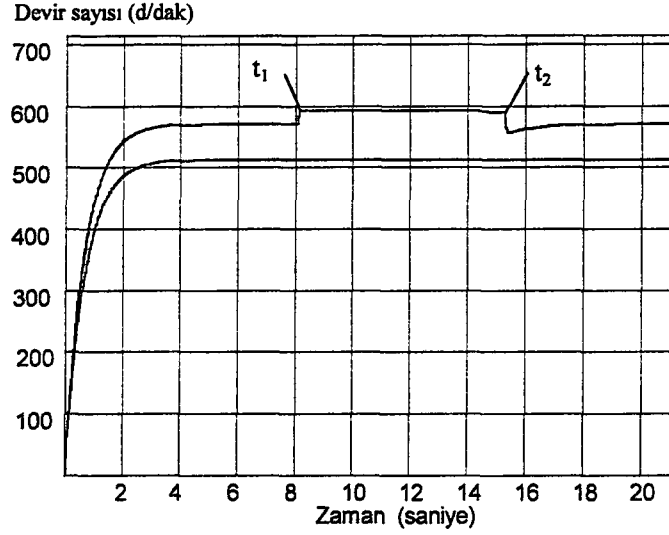


Şekil 8.9 Tekerleklerden biri t_1 anında yarı yükü patinaja başlamakta ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmaktadır

Şekil 8.10 da ise otomobil viraj dönerken ve bulanık kontrolör devrede değilken viraj dışında kalan tekerleğin t_1 anında patinaja başlaması nedeniyle aşırı büyüyen devir sayısının t_2 anında bulanık kontrolörün devreye alınması ile kontrol edilmesi durumu gösterilmiştir. Şekil 8.11 de bulanık kontrolör sürekli olarak devredeyken viraj dönülmesi halinde viraj dışında kalan tekerlek t_1 anında patinaja başlamakta ve patinaj t_2 anına kadar sürmektedir .

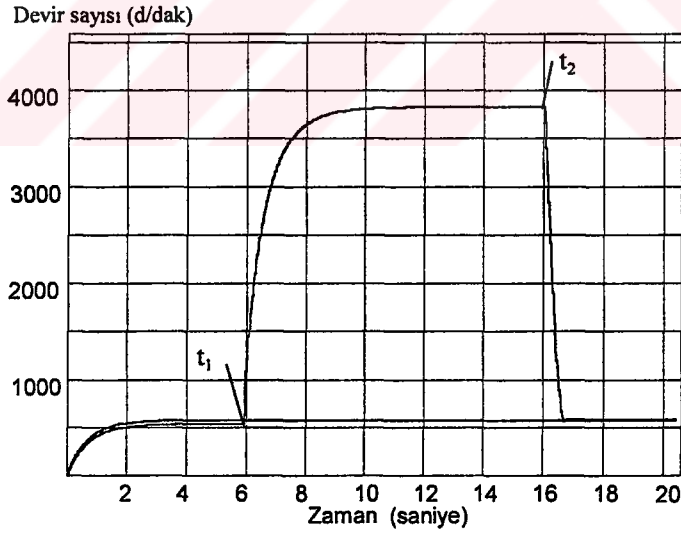


Şekil 8.10 Otomobil viraj dönerken dıştaki tekerlek t_1 anında sıfır yükü patinaja başlamakta ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmaktadır

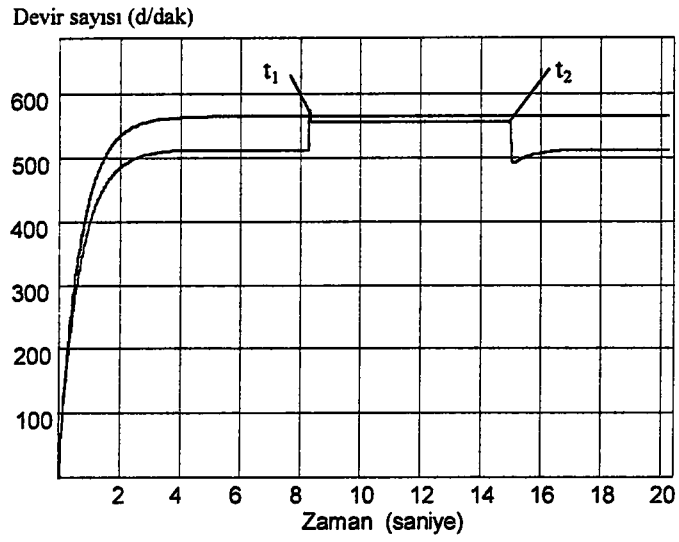


Şekil 8.11 Bulanık kontrolör devredeyken viraj dönüşü esnasında dıştaki tekerlek t_1 anında sıfır yükü patinaja başlamakta ve t_2 anında patinaj sona ererek tekerlek yeniden yolu tutmaktadır

Şekil 8.12 ve Şekil 8.13 de ise viraj dönüşü esnasında virajın iç tarafında kalan tekerleğin patinaj yapması durumu incelenmiştir.



Şekil 8.12 Otomobil viraj dönerken içteki tekerlek t_1 anında sıfır yükü patinaja başlamakta ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmaktadır



Şekil 8.13 Bulanık kontrolör devredeyken viraj dönüşü esnasında içteki tekerlek t_1 anında sıfır yükle patinaja başlamakta ve t_2 anında patinaj sona ererek tekerlek yeniden yolu tutmaktadır

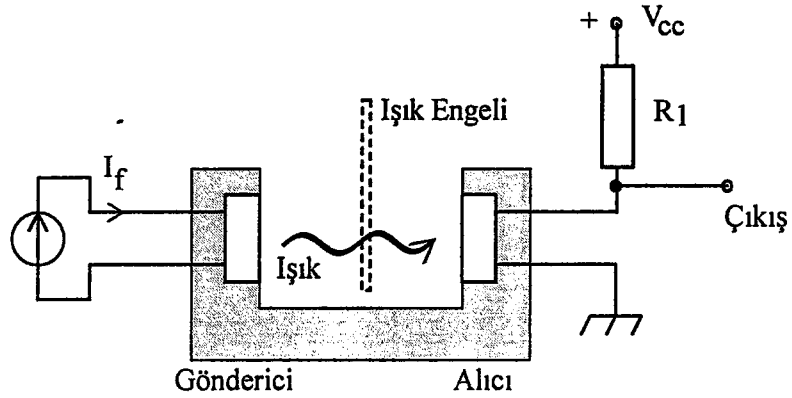
BÖLÜM 9

6/4 KUTUPLU ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MAKİNASI SÜRÜCÜSÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Bu kısımda dönüş hareketinin sürekliliğinin sağlanabilmesi amacıyla ARM'nin uygun faz sargılarının enerjilendirilmesi için rotor konumunu kesmeli tip optik algılayıcılar ve rotor ile beraber dönen yarıklı bir disk yardımı ile belirleyen ve makinanın akımını, dolayısıyla da momentini kontrol edebilen bir sürücü devresi tasarlanmıştır. İzleyen kısımda sürücü sistemini oluşturan blokların yapıları ve çalışma şekilleri hakkında bilgi verilecektir.

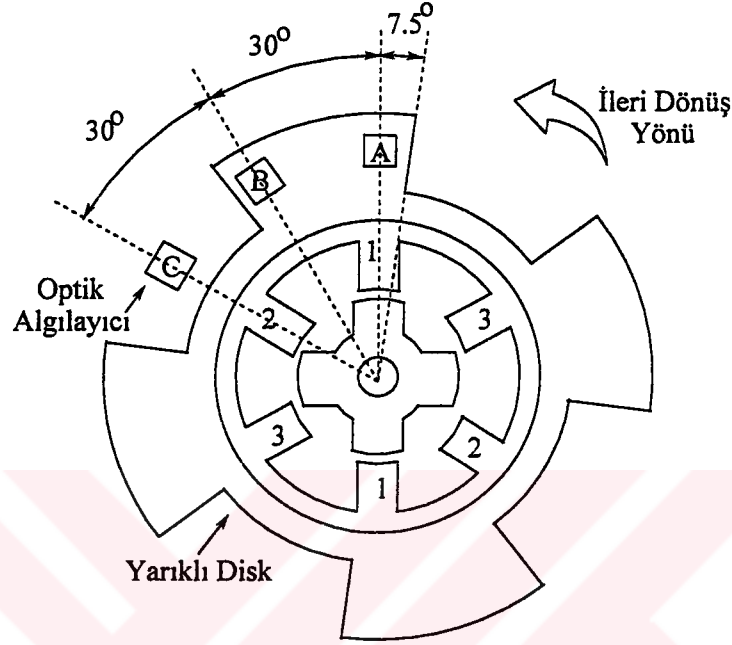
9.1 ROTOR KONUMUNUN ALGILANMASI

Kesmeli tip optik algılayıcılar, uygun şekilli bir kılıf içerisinde bir gönderici eleman (genellikle kızıl ötesi ışınlar yayan bir diyot) ve bir alıcı elemanın (genellikle bir foto transistör veya bir fotodiyot) yerleştirilmesiyle oluşturulmuştur [41]. Şekil 9.1 de gösterilen optik algılayıcıda göndericiden yayılan ışınların alıcıya ulaşması halinde alıcı eleman ilettime geçerek çıkış gerilimini düşük seviyeye çekecektir.



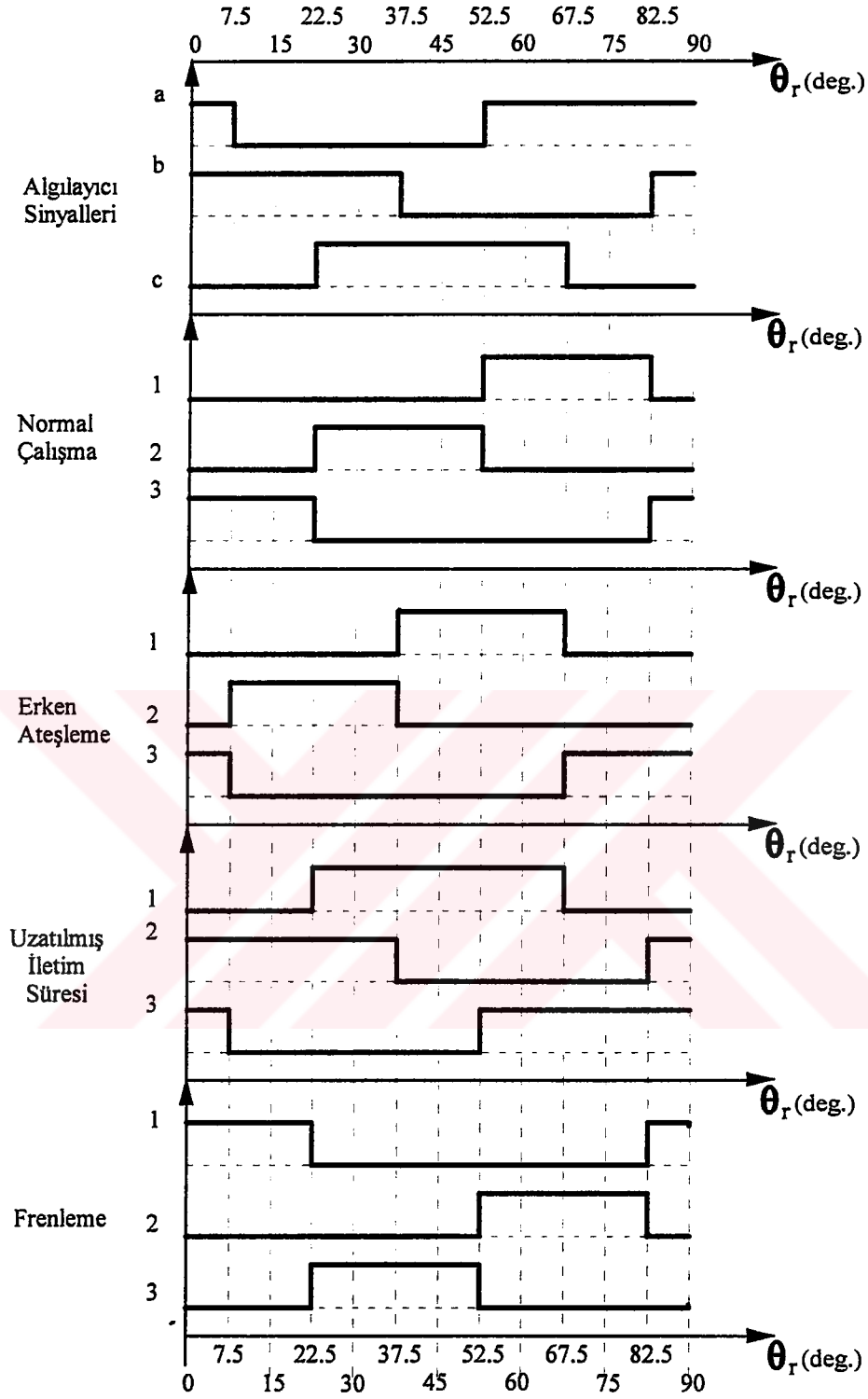
Şekil 9.1 Kesmeli tip optik algılayıcı

Gönderici ve alıcı elemanlar arasına ışık geçirmez bir engelin girmesi halinde ise alıcı eleman kesimde kalacaktır. Bu durumda ise çıkış gerilimi yüksek seviyede olacaktır. Şekil 9.2 de konum algılama düzeni gösterilmiştir. Konum algılayıcının ARM üzerindeki fotoğrafı Ek E de verilmiştir.

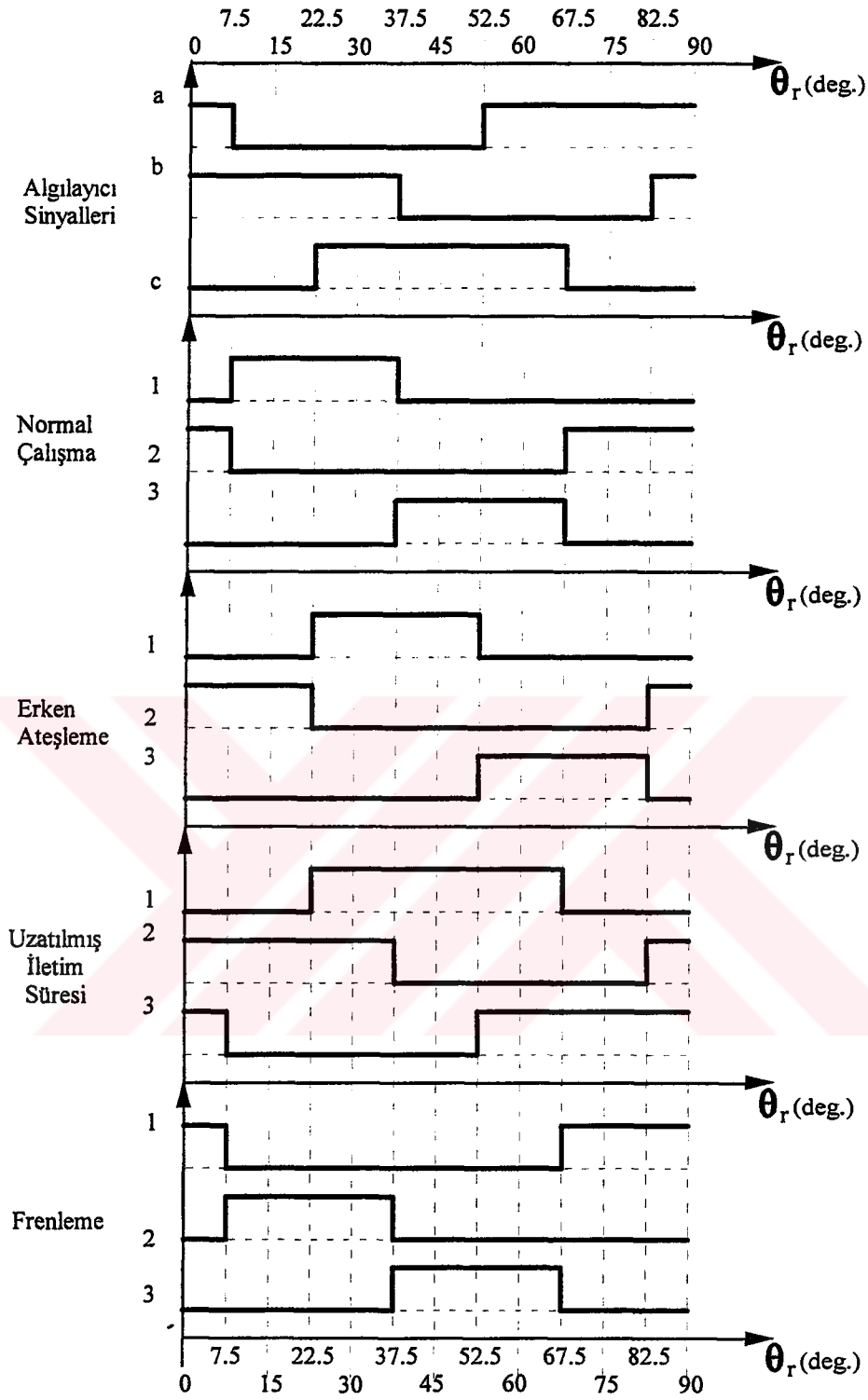


Şekil 9.2 Konum algılama düzeni

Optik algılayıcıların çıkış işaretleri, rotorun dönüşü esnasında yarıklı disk üzerindeki dolu ve boş kısımların konumlarına bağlı olarak ışık alıp almamalarına göre yüksek ve alçak seviyeler arasında değişmektedir. Şekil 9.3 de motor saat yönüne aksi yönde (ileri yön) dönerken, rotorun bir numaralı stator kutbu ile yüzyüze konumu referans olmak üzere rotorun dönüş açısına bağlı olarak algılayıcı çıkış işaretleri (a,b,c) ve farklı çalışma durumları için faz sargılarından (1,2,3) akım akıtıldığı aralıklar gösterilmiştir. Herhangi bir faza ait dalga şeklinde işaretin yüksek seviyede olduğu sürece ilgili güç anahtarı veya anahtarlarının ilettime sokulmasıyla o fazdan akım akıtılmakta, düşük seviyede ise akım akıtılmamaktadır. Şekil 9.4 de ise ters yönde (saat yönünde) dönüş hali için dalga şekilleri verilmiştir [24,42]. ARM'nin yüksek devir sayılarında faz endüktansı ve büyük değerler alan zıt elektromotor kuvveti nedeniyle faz akımının istenilen değere yükseltilememesi probleminin çözülebilmesi için tanımlanan farklı çalışma durumları daha önce Bölüm 3 de incelenmişti.



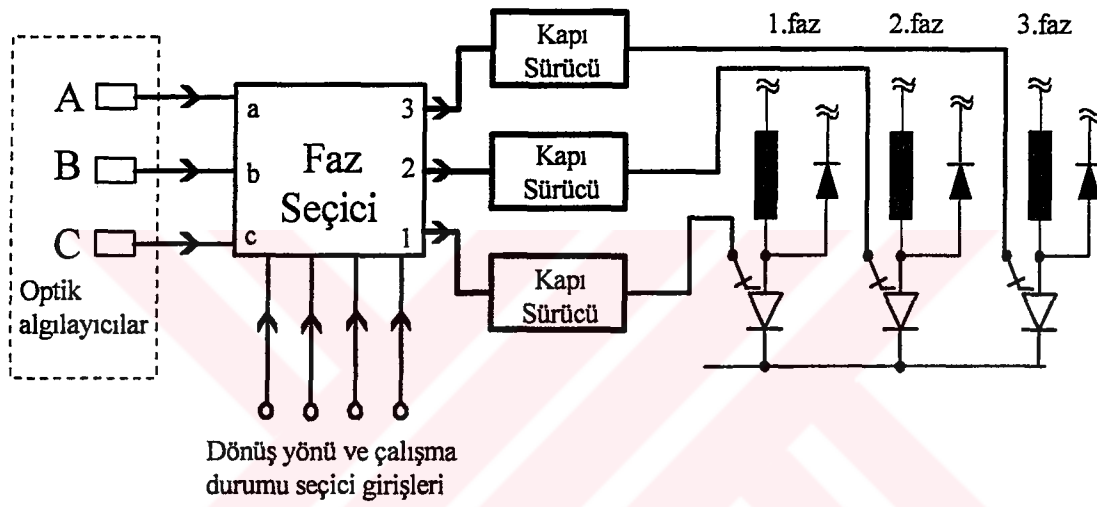
Şekil 9.3 Motor ileri yönde (saat yönüne aksi yön) dönerken, rotor açısına göre algılayıcı çıkış işaretleri ve farklı çalışma durumları için faz akımlarının akıtıldığı aralıklar



Şekil 9.4 Motor ters yönde (saat yönünde) dönerken, rotor açısına göre algılayıcı çıkış işaretleri ve farklı çalışma durumları için faz akımlarının akıtıldığı aralıklar

9.2 ROTOR KONUMUNA GÖRE ARM'İN AKIM AKITILMASI GEREKEN FAZININ BELİRLENMESİ

Bu aşamada konum algılayıcılardan elde edilen, rotorun statora göre konum bilgilerini değerlendirerek uygun faza ait sargılardan akım akmasını sağlayan anahtarlama elemanına iletim komutu veren bir blok tasarlanması gerekmektedir. Bu bloğa, yerine getirdiği işlev göz önünde tutularak "faz seçici" adı verilmiştir. Şekil 9.5 de sistemin kısmi blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 9.5 Sistemin kısmi blok şeması

Faz seçici bloğunun girişleri ve çıkışları arasındaki ilişki Şekil 9.4 ve Şekil 9.5 de gösterilen dalga şekillerinden yola çıkarak belirlenebilir. Dalga şekillerinde, işaretin yüksek seviyede olduğu zaman aralığı boyunca aldığı değer (1), düşük seviye de kaldığı süre boyunca aldığı değer ise (0) rakamları ile gösterilmek suretiyle bir mantıksal tablo oluşturulması mümkün olmuştur. Konum algılayıcı sinyalleri, dönüş yönü seçici ve çalışma durumunu belirleyen girişlerin mantıksal seviyelerine göre faz seçicinin çıkış mantık seviyelerini tanımlayan iki doğruluk tablosu oluşturulmuştur. Tablo 9.1 ileri yönde dönüş, Tablo 9.2 ise ters yönde dönüş durumlarını kapsamaktadır.

Tablo 9.1 İleri yönde dönüş hali için faz seçiciye ait mantıksal tablo

Algılayıcı			Normal			Erken Ateşleme			Uzatılmış iletim			Frenleme		
a	b	c	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0
0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0
0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1
0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1
0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0
1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0
1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0

Tablo 9.2 Ters yönde dönüş hali için faz seçiciye ait mantıksal tablo

Algılayıcı			Normal			Erken Ateşleme			Uzatılmış iletim			Frenleme		
a	b	c	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0
0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0
0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0
1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0

Yukarıdaki tablolarda gösterilen mantıksal bağıntılar çeşitli mantık elemanları (ve, veya, değil kapıları vs.) kullanılarak gerçekleştirilebilir. Bu çalışmada ise çok sayıda ayrı eleman kullanılması yerine, tablolar bir EPROM'a (Erasable Programmable Read-Only Memory) kaydedilerek faz seçici elektronik devresinin büyük çapta basitleştirilmesi sağlanmıştır. Kullanılan 2716 tipi EPROM'un adres girişlerinden ilk üç tanesine (A_0 , A_1 , A_2) konum algılayıcılarından gelen konum bilgisi (a, b, c) uygulanmıştır. Adres girişlerinden diğer üç tanesi de (A_3 , A_4 , A_5) çalışma durumunun seçilmesi amacıyla kullanılmıştır. (A_6) adres girişi ise Motorun dönüş yönünün seçilmesi için kullanılmıştır. EPROM bilgi çıkışlarından ilk üç tanesi ise (D_0 , D_1 , D_2) motorun ilgili fazına kumanda eden anahtarlama elemanlarının kapı sürücülerine bağlanmıştır. Tablo 9.3 de (A_3 , A_4 , A_5) ve (A_6) adres girişleri ile motor dönüş yönü ve çalışma durumları arasındaki ilişki tanımlanmıştır.

Tablo 9.3 EPROM'un adres girişleri ile motor dönüş yönü ve çalışma durumları arasındaki ilişki

A_3	A_4	A_5	A_6	Dönüş Yönü	Çalışma Durumu
0	0	0	0	Düz	Normal
1	0	0	0	Düz	Erken Ateşleme
0	1	0	0	Düz	Uzatılmış İletim Süresi
0	0	1	0	Düz	Frenleme
0	0	0	1	Ters	Normal
1	0	0	1	Ters	Erken Ateşleme
0	1	0	1	Ters	Uzatılmış İletim Süresi
0	0	1	1	Ters	Frenleme

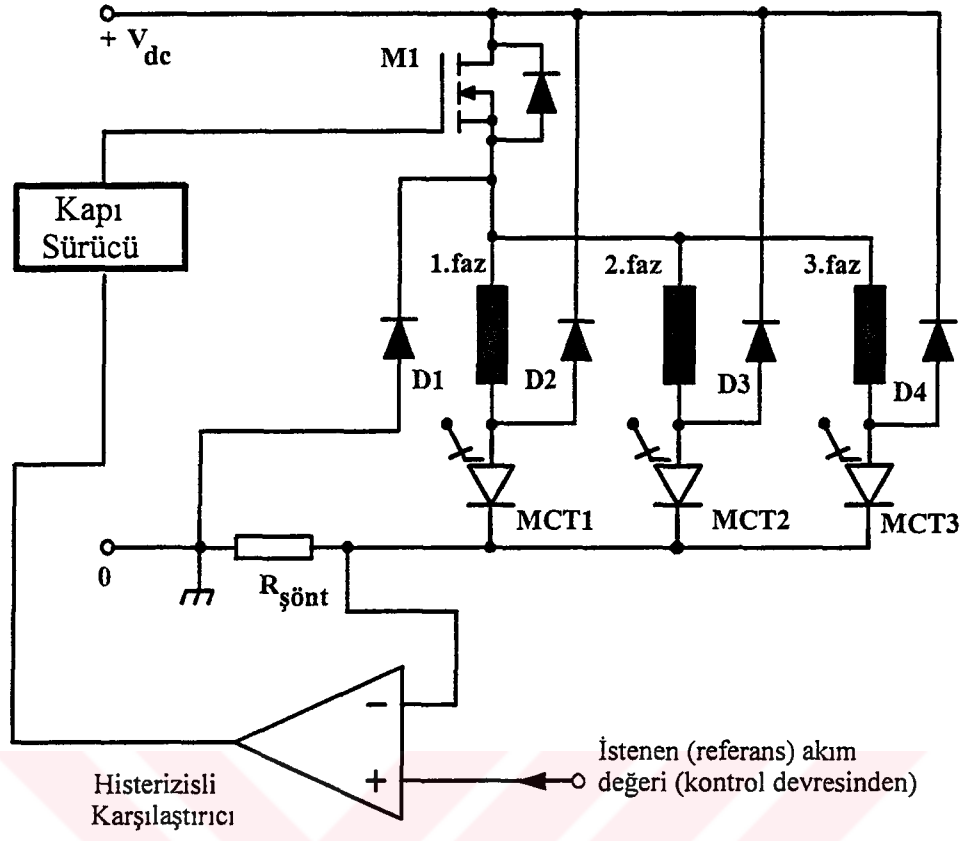
9.3 ARM'İN FAZ AKIMININ KONTROLU

ARM'nin düşük devir sayılarında çalışması esnasında zıt elektromotor kuvvetinin küçük olması nedeniyle faz sargılarının direkt olarak doğru gerilim barasına bağlanması halinde faz akımları oldukça büyük değerler alacaktır. Bu aşırı akımın doğal bir sonucu olarak faz seçici anahtarlama elemanları ve faz sargıları ya hasar

göreceler yada gereğinden çok daha güçlü olarak boyutlandırılmak zorunda kalacaklardır. Uygulamada kabul edilemeyecek bir dezavantaj teşkil eden bu problem, besleme kaynağının doğru gerilim barası ile faz sargıları arasına bir doğru akım kısıyıcısı yerleştirilerek çözülmektedir. Kısıyıcının çalışma oranı değiştirilerek faz akımı veya gerilimi istenilen değerde sınırlandırılmaktadır. Tezde kullanılan ARM'lerde uygulamanın ihtiyaçlarına daha iyi cevap vermesi nedeniyle moment kontrolü yapılması uygun görülmüştür. Motor akımının karesi ile orantılı olarak değişen moment, faz sargılarından akıtılan akımın doğru akım kısıyıcısı yardımı ile istenilen değere ayarlanabilmesiyle kontrol edilebilir. Kısıyıcı eleman olarak seçilen MOSFET'in kapı işaretleri, motor faz akımlarını istenilen değerde tutacak şekilde akım geri beslemeli bir kontrol devresi tarafından oluşturulmaktadır.

9.3.1 Akım Geri Beslemeli Bir D.A. Kısıyıcısı Devresi

Blok şeması Şekil 9.6 da gösterilen doğru akım kısıyıcısının temel kontrol elemanı, histerizisli karşılaştırıcı olarak çalıştırılan bir işlemsel kuvvetlendiricidir [43]. Basit ve ucuz bir akım algılayıcısı olan şönt direnç yardımı ile alınan akım bilgisinin aracın sürücüsü tarafından gaz pedalına basarak belirlenen (referans) akım değeri ile karşılaştırılması sonucu anahtarlama elemanına iletim veya kesim komutları gönderilir. Algılanan motor akımı belirlenen histerizis bandının altında ise MOSFET iletme, üzerinde ise kesime sokulmaktadır. Akım algılanmasında kullanılabilecek daha hassas elemanlar ve daha doğru sonuçlar verecek yöntemler olmasına rağmen elektrikli taşıt uygulaması için kullanılan şönt direnci yöntemi yeterli görülmektedir. Bunun nedeni araç sürücüsünün araç süratini sürekli olarak denetim altında tutmasıdır. Akımın bir miktar hatalı algılanması sonucu motorların ürettikleri moment değerindeki değişim sonucu araç hızında meydana gelebilecek küçük değişimler araç sürücüsü tarafından kompanze edilecektir. Araç yol, zemin ve hava şartları nedeniyle zaten sürekli olarak küçük hız değişimleri göstermektedir. Faz seçici ve ARM çeviricisi devrelerine ait fotoğraf Ek E de gösterilmiştir.

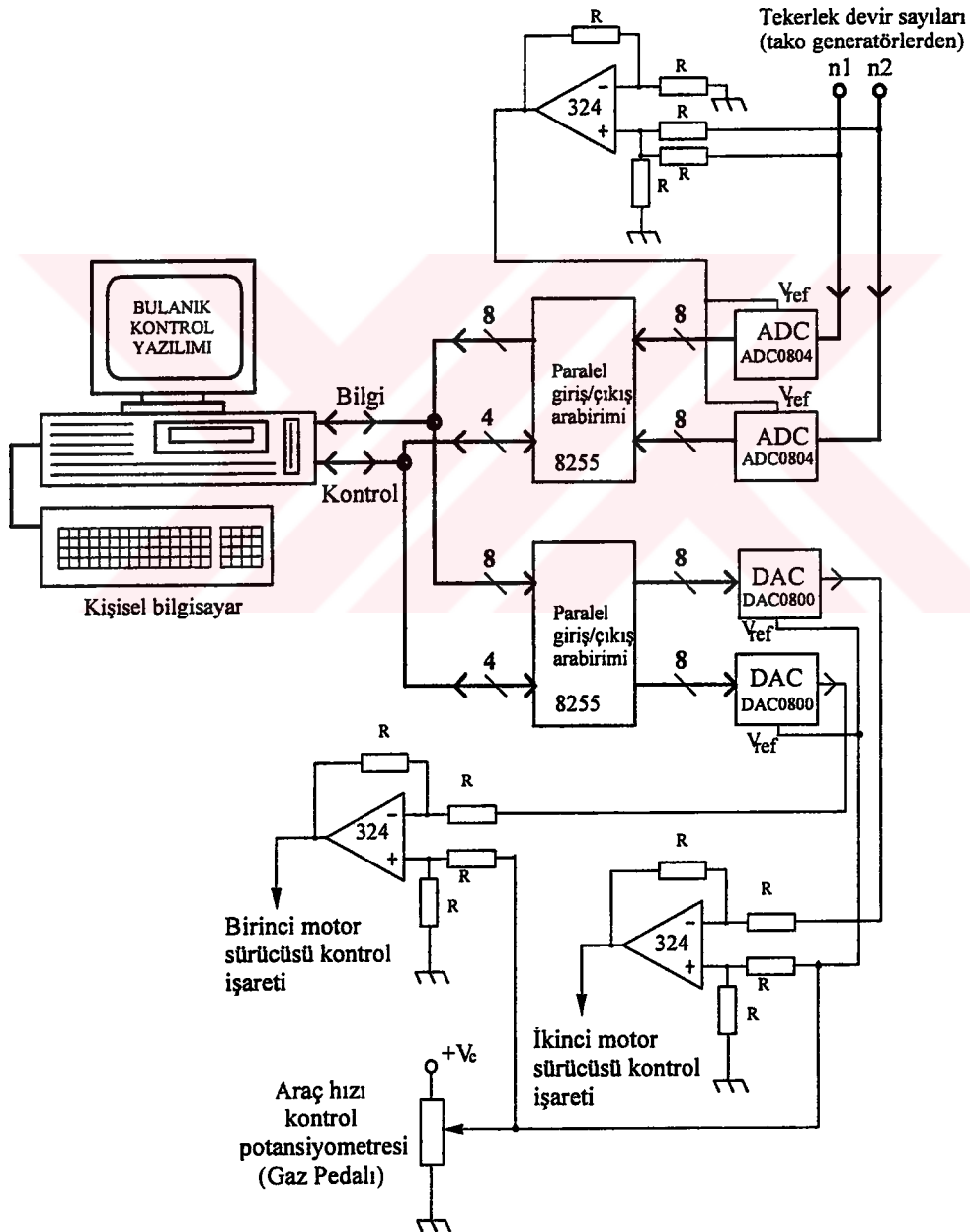


Şekil 9.6 Akım geri beslemeli doğru akım kıyıcısı

BÖLÜM 10

BULANIK KONTROLÖRÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Gerçekleştirilen sistemin ayrıntılı blok şeması Şekil 10.1 de gösterilmiştir.



Şekil 10.1 Bulanık kontrolörün ayrıntılı blok şeması

MATLAB-Simulink yazılımı yardımıyla benzetimi yapılan bulanık kontrolör, bir kişisel bilgisayar, gerekli çevre birimleri ve oluşturulan yazılım yardımıyla gerçekleştirilmiştir. Yazılımın oluşturulmasında BASIC programlama dili kullanılmıştır. Önemli bağıntılar Ek B de ve program dökümü Ek C de verilmiştir.

10.1 BULANIK KONTROLÖRE AİT ÇEVRE BİRİMLERİ

İzleyen kısımda bulanık kontrolörün gerçekleştirilmesinde kullanılan çevre birimleri ile ilgili tamamlayıcı bilgi verilecektir.

10.1.1 Analog/Dijital Çeviriciler

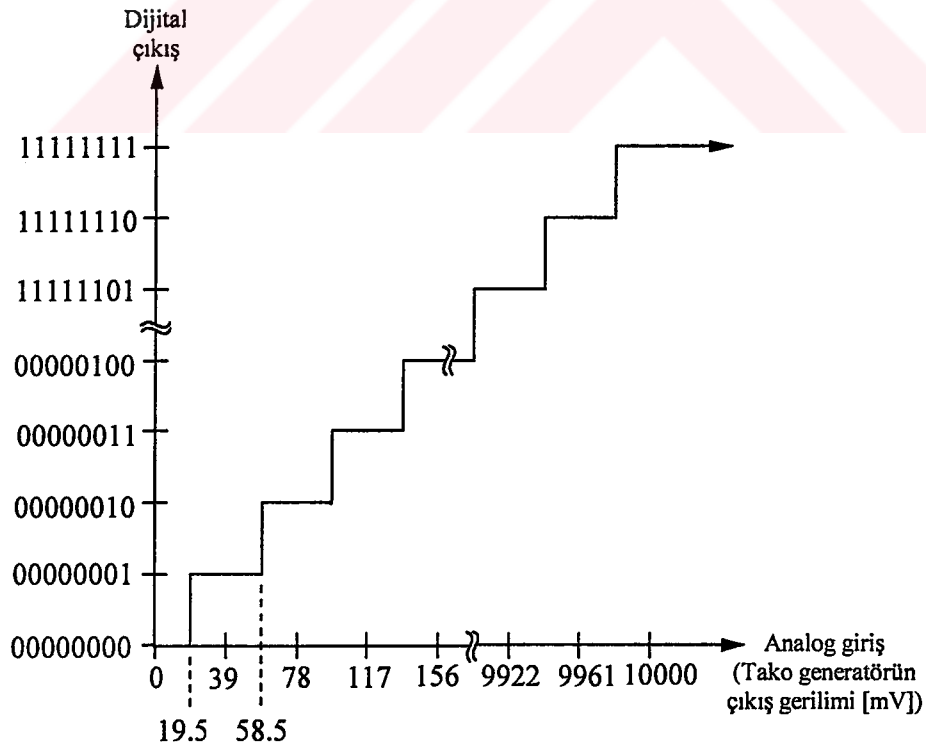
Elektrikli otomobili hareket ettiren iki motorun devir sayılarının bulanık kontrolör yazılımına bildirilebilmesi amacıyla her motor için birer takogeneratör ve analog/dijital çevirici kullanılmıştır. Sistemde ucuz ve kolay bulunabilir olmaları nedeniyle sekiz bit'lik ADC0804 tipi A/D çevirici tümdevreleri tercih edilmiştir. Bu tümdevrenin uygulama açısından en önemli terminalleri analog giriş, dijital çıkışlar ve referans gerilimi girişidir. Giriş gerilimi, referans gerilim giriş terminaline ($V_{ref}/2$) uygulanan sabit doğru gerilimin iki misli değerini aldığında çevirici çıkışı 255 ((11111111)₂) yani en büyük değerini alır. Giriş gerilimi 0V olduğunda ise çevirici çıkışında 0 ((00000000)₂) değeri yer alır [44]. Örneğin hızı 0 ile 1000 devir/dakika arasında değişen bir motorun devir sayısının, 10 V, 1000 dev/dak.'lık (gerilim sabiti: 10mV/rpm) bir doğru akım takogeneratörü yardımıyla ölçülmesi ve analog bilginin sayısal bilgiye dönüştürülmesi durumu ele alınsın. A/D çeviricinin referans gerilim giriş bacağına ($V_{ref}/2$) 5V uygulanması durumunda motorun 1000 devir/dak. hızla dönmesi halinde tako generatörün çıkışı 10 V ve A/D çeviricinin çıkışı ise 255 ((11111111)₂) değerini alacaktır. Motorun devir sayısının sıfır ile maksimum değeri (1000 d/d) arasında değişmesi halinde A/D çeviricinin çıkışı da 0 ile 255 arasında değişecektir. Sadece 256 farklı seviye ile devir sayısının hatasız bir şekilde ifade edilmesi mümkün değildir. Hassasiyet (ϵ),

$$\epsilon = \frac{10}{256} \cong 0.039 \text{ V} \quad (10.1)$$

veya bunun devir sayısı eşdeğeri,

$$\frac{0.039V}{10mV} = 3.9 \text{ (dev/dak)} \quad (10.2)$$

olarak hesaplanabilir. Bunun anlamı ise motor hızının 3.9 devir/dakika değişmesi halinde analog dijital çeviricinin çıkışındaki dijital bilgede bir değişme olmayabileceğidir. Bu durum, tezin konusu olan iki ayrı motorun devir sayılarının ölçülerek sayısal büyüklüğe dönüştürüldüğü ve birbirine oranlandığı uygulama için oldukça ciddi sorunlar doğurmaktadır. Bu duruma bir örnek verilirse, motorların düşük hızlarda çalıştıkları esnada birinci motor 2 dev/dak (tako generatörün çıkış gerilimi 20 mV) , ikinci ise 4 dev/dak (tako generatörün çıkış gerilimi 40 mV) hızlarında dönsün. Birinci motorun devir sayısının ikinci motorun devir sayısına oranının gerçek değeri 0.5 olmasına karşılık, her ikisi de 1 olarak dijitale çevrilen devir sayılarının oranlanması halinde bu değer 1 olarak elde edilecektir. Bu da %50 hata demektir. Şekil 10.2 de A/D çeviricinin analog girişi ve dijital çıkışı arasındaki geçiş karakteristiği gösterilmiştir.



Şekil 10.2 A/D çeviricinin analog girişi ve dijital çıkışı arasındaki geçiş karakteristiği

Yukarıdaki çalışma hali için referans gerilimi değerinin 5V'dan 0.5V'a indirildiği kabul edilsin. Bu durumda analog girişe 1V uygulanması halinde dijital çıkış 255 ((11111111)₂) değerini alır. Diğer bir değişle aynı analog giriş değerine karşılık dijital çıkış değeri 10 kat büyümüştür. Bu durumda hassasiyet;

$$\epsilon = \frac{1}{256} \cong 0.0039 \text{ V} \quad (10.3)$$

veya bunun devir sayısı eşdeğeri,

$$\frac{0.0039\text{V}}{10\text{mV}} = 0.39 \text{ (dev/dak)} \quad (10.4)$$

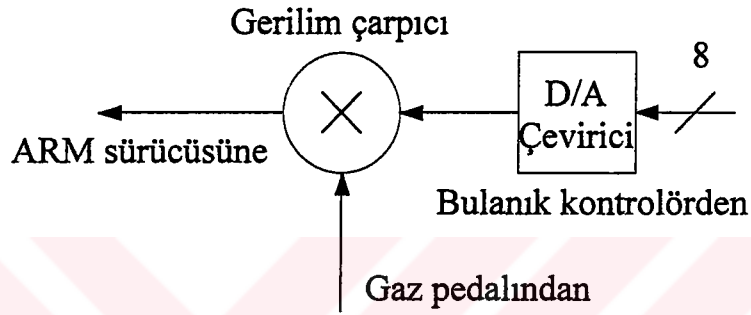
değerini almıştır. Artık 2 dev/dak (20 mV) analog hız büyüklüğü 5 ((00000101)₂) dijital hız büyüklüğüne, 4 dev/dak (40 mV) analog hız büyüklüğü ise 10 ((00001010)₂) dijital hız büyüklüğüne karşılık düşecektir. Devir sayılarının oranına yeniden göz atıldığında doğru değer olan 0.5'in elde edildiği görülmektedir. A/D çeviricilerin referans gerilimlerinin dönüştürülen analog işaretin genliğine göre değiştirilebilmesi halinde 8 bit'lik bir analog dijital çevirici kullanılmasına rağmen hatanın oldukça küçültülebilmesi mümkün olmaktadır.

Teze konu olan sistemde bu işlem bir gerilim toplayıcı devresi yardımıyla gerçekleştirilmiştir. İki motora ait tako generator gerilimleri (devir sayıları bilgileri) bir işlemsel kuvvetlendirici yardımıyla toplanarak A/D çeviricilerin referans gerilim girişlerine uygulanmaktadır. Motor devir sayılarının küçük olması halinde tako generatörün çıkış gerilimleri ve bunların toplam değeri de küçük olacaktır. Böylece A/D çeviricinin referans gerilimi küçülecek ve düşük devir sayılarında yüksek hassasiyet elde edilebilecektir.

10.1.2 Dijital/Analog çeviriciler

Bulanık kontrolör, tekerleklerin devir sayıları oranı ve direksiyonun döndürülme miktarını değerlendirerek birinci ve ikinci motora ait kontrol işaretlerini belirler. Bu kontrol işaretleri olumsuz yol şartlarında motor akımları, dolayısıyla momentlerini

değiştirerek bir tekerleğin patinaja başlaması halinde hızının sınırlanması amacıyla kullanılmaktadır. Bulanık kontrolörün çıkış büyüklükleri sayısal büyüklüklerdir. Ancak ARM sürücülerinin kontrol girişleri analog işaretlerle sürülmeye uygundur. Bu iki blok birbirine dijital/analog çeviriciler üzerinden bağlanmıştır. Şekil 10.3 de daha önce Şekil 7.5 de gösterilen blok şemanın bir kısmı yeniden gösterilmiştir. Burada bulanık kontrolör çıkışı ile gaz pedalından gelen gerilim değeri bir gerilim çarpıcısı yardımı ile çarpılarak, ARM kontrol devresinin referans gerilimi oluşturulmaktadır.



Şekil 10.3 Çarpım bloğu

Bu çarpım işlemini D/A çevirici bünyesinde yapmak da mümkündür. Analog/dijital çevirici olarak seçilen 8 bit'lik DAC0800 tümdevresinde sayısal girişler, referans gerilimi girişi ve analog çıkış terminallerinde bulunan işaretler arasındaki bağıntı aşağıda verilmiştir.

V_{ref} : Referans gerilimi

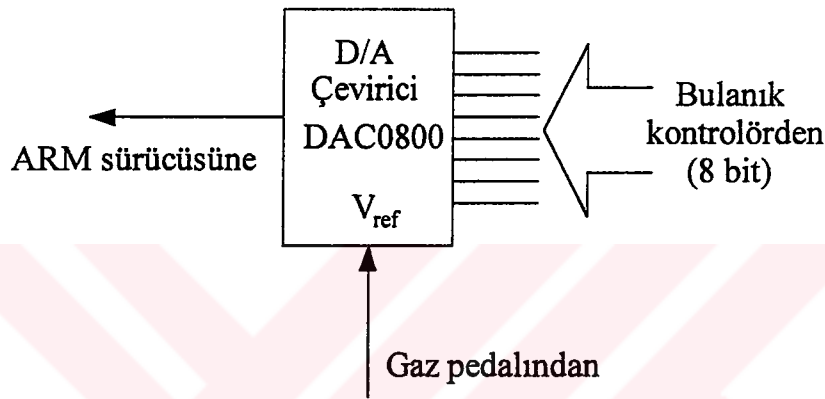
V_A : Analog çıkış gerilimi

D_D : Sayısal giriş büyüklüğü olmak üzere;

$$V_A = V_{ref} \cdot \frac{D_D}{256} \quad (10.5)$$

şeklinde yazılabilir.

Yukarıdaki ifadeden, çıkış geriliminin referans gerilimi ile sayısal giriş büyüklüğünün çarpılmasıyla elde edildiği görülmektedir. Sayısal işaret bulanık kontrolörün çıkış işaretidir. Referans gerilimi olarak da gaz pedalından gelen (aracı kullanan sürücü tarafından belirlenen) ve ARM akımlarını belirleyen gerilimin kullanılması halinde biri sayısal diğeri analog olan bu iki büyüklüğün çarpımıyla ARM sürücüsünün analog kontrol işareti elde edilmiş olur [44,45]. Bu uygulama Şekil 10.4 de gösterilmiştir. Gerçekleştirilen A/D ve D/A çeviricilerinin fotoğrafları Ek E de verilmiştir.



Şekil 10.4 Dijital/analog çevirici ve çarpım bloğu

10.1.3 Paralel Giriş/Çıkış Arabirimi

A/D ve D/A çeviriciler bir kişisel bilgisayarın veri yoluna paralel giriş çıkış arabirimleri yardımıyla bağlanmaktadır. Bu amaçla gerçekleştirilen, kişisel bilgisayar genişletme yarıklarına uyumlu giriş çıkış kartlarında 80486 işlemcisiyle tam uyumlu olan 8255 tümdevreleri kullanılmıştır. Bu tümdevreler çok az dış devre elemanı kullanılarak kişisel bilgisayarla sayısal bilgi alış veriş yapma imkanı sağlamaktadırlar. Her bir 8255 tümdevresi üç adet birbirinden bağımsız, giriş veya çıkış olarak programlanabilen 8 bitlik bağlantı terminali içermektedir [46,47,48]. Bu bağlantı terminalleri bulanık kontrolör yazılımının başlangıcında amaca uygun olarak giriş veya çıkış olarak programlanmaktadır. Gerçekleştirilen giriş çıkış kartlarının fotoğrafları Ek E de verilmiştir.

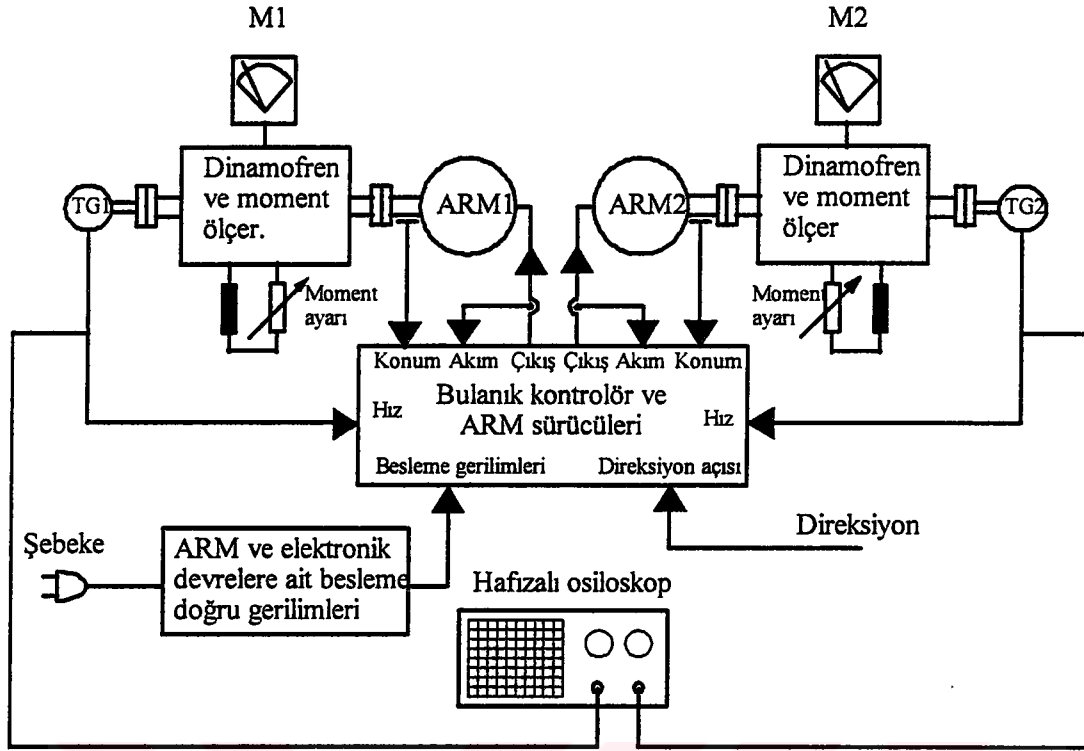
BÖLÜM 11

DENEYSEL ÇALIŞMA

Bu bölümde çekiş yapan arka tekerlekleri teşkil eden iki adet moment kontrollü ARM'nin çeşitli yol ve sürüş şartlarında patinaj yapmaları halinde tekerlek ve dolayısıyla motor devir sayılarının bulanık kontrolör tarafından denetlenmesine ilişkin deney sonuçları verilecektir. Deneyler daha önce Bölüm 8 de yapılan Simulink benzetim çalışmasına paralel olarak yapılmış böylece sonuçların karşılaştırılabilmesi mümkün olmuştur.

11.1 DENEY DÜZENEĞİ

Sağ ve sol tekerleklerle ait ARM1 ve ARM2 motorlarının yükleri, millerine bağlı olan dinamofrenler yardımıyla ayarlandıktan sonra direksiyon açısı da girilerek aracın o andaki yol ve sürüş şartlarının benzetimi sağlanmaktadır. Örneğin birinci ve ikinci motorların momentleri birbirine eşit olarak ayarlanıp, direksiyon açısının da sıfır olarak belirtilmesi halinde motor devir sayıları birbirine eşit olacaktır. Bu durum aracın patinajsız düz gidiş haline karşılık düşmektedir. Birinci motor tarafından sürülen tekerleğin patinaja başlaması durumu incelenmek istendiğinde bu motorun yük momenti, bağlı olduğu dinamofren yardımıyla istenilen oranda azaltılarak sistemin bu durumdaki davranışı gözlenebilmektedir. Yukarıda anlatılan yöntemle araç tekerleklerinin farklı yol ve sürüş şartlarındaki davranışları belirlenebilmiştir. Deneyler genellikle bulanık kontrolörün devrede olduğu ve olmadığı durumlar için patinaj yapan tekerleklerin devir sayılarını karşılaştırmaya yönelik olarak yapılmışlardır. Böylece kontrolörün etkinliği gösterilmeye çalışılmıştır. Motorlara ait devir sayılarının değişimleri çift kanallı, hafızalı ve yazıcı bir sayısal osiloskop yardımıyla kaydedilmiştir. Bu deney düzeneğinin blok şeması Şekil 11.1 de, fotoğrafı ise Ek E de gösterilmiştir.



Şekil 11.1 Deney düzeneği

Tekerlek motoru olarak kullanılmak üzere tasarlanan ARM'lerin saç paketlerinin kesimini üstlenen kuruluşa ait olan "laser cut" cihazının tek bir örnek kesildikten sonra arızalanması ve uzun bir süre onarılamaması nedeniyle firmaya ait öncelikli işlerin birikmesinden dolayı saçların kesimi gerçekleştirilememiştir. Bu nedenle deneysel çalışmada kullanılmak üzere yine bu kuruluşa ait eski bir projede kullanılmak üzere gerçekleştirilmiş 6/4 kutuplu ve daha düşük güçlü özdeş iki adet ARM temin edilmiştir. Tasarlanan ve kullanılan motorlara ait saç kesimlerinin fotoğrafı Ek E de gösterilmiştir. Kullanılan motorlara ait önemli parametreler aşağıda verilmiştir.

Kutup başına sarım sayısı, $N_p=60$ sarım

Faz sargı direnci, $R=0.118 \Omega$

En küçük faz endüktansı, $L_{u0}=3.794 \text{ mH}$

En büyük faz endüktansı, $L_{a0}=44.063 \text{ mH}$

Eylemsizlik momenti, $J=0.006 \text{ kg.m}^2$

Sürtünme katsayısı, $B=0.018 \text{ Nm.s/rad}$

İzleyen bölümde bu motorlar ve yukarıdaki deney düzeni kullanılarak gerçekleştirilen deneylerin sonuçları verilecektir. Bu deneylerde tekerleğin yeri tam kavraması halinde yani motor tam yüklükten yük momenti 1Nm olarak belirlenmiştir. Bu esnada ARM'nin doğru akım barasından çektiği akım 4A civarındadır.

11.2 DENEYSEL SONUÇLAR

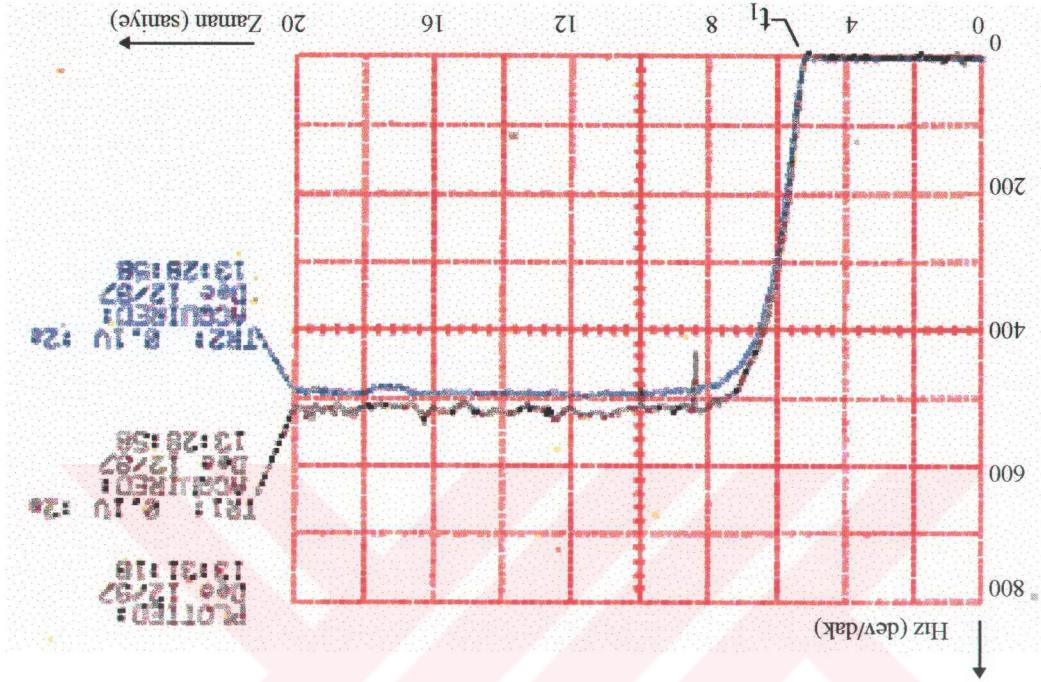
Farklı sürüş ve yol koşulları göz önüne alınarak gerçekleştirilen deneyler daha önce yapılmış olan benzeşim sonuçlarına uygun olarak sistemin başarılı bir şekilde patinajı engellediğini göstermiştir. Motorlara bağlı bulunan tako generatörlerden alınan devir sayısı bilgileri hafızalı ve yazıcı bir sayısal osiloskop yardımı ile kaydedilmiştir. Zaman zaman devir sayılarının değişimini gösteren eğrilerde görülen büyük genlikli ve çok kısa süreli "iğne darbelerinin" nedeni tüm ekranlama çalışmalarına rağmen seyrek olarak da olsa ölçüm sistemini etkileyen çevresel elektromagnetik parazitlerdir. Sistemin mekanik zaman sabitinin bu tür bir hız değişimine izin vermeyeceği açıktır.

Şekil 11.2 de bulanık kontrolör devrede değilken düz gidiş halinde (direksiyon açısı sıfır) kalkıştan itibaren (t_1 anı) tekerleklerden biri yolu tam olarak kavırken diğerinin yükünün tamamen sıfır olduğu patinaj durumu için (örneğin buz veya killi çamur üzerinde) tekerlek devir sayılarının değişimi gösterilmiştir.

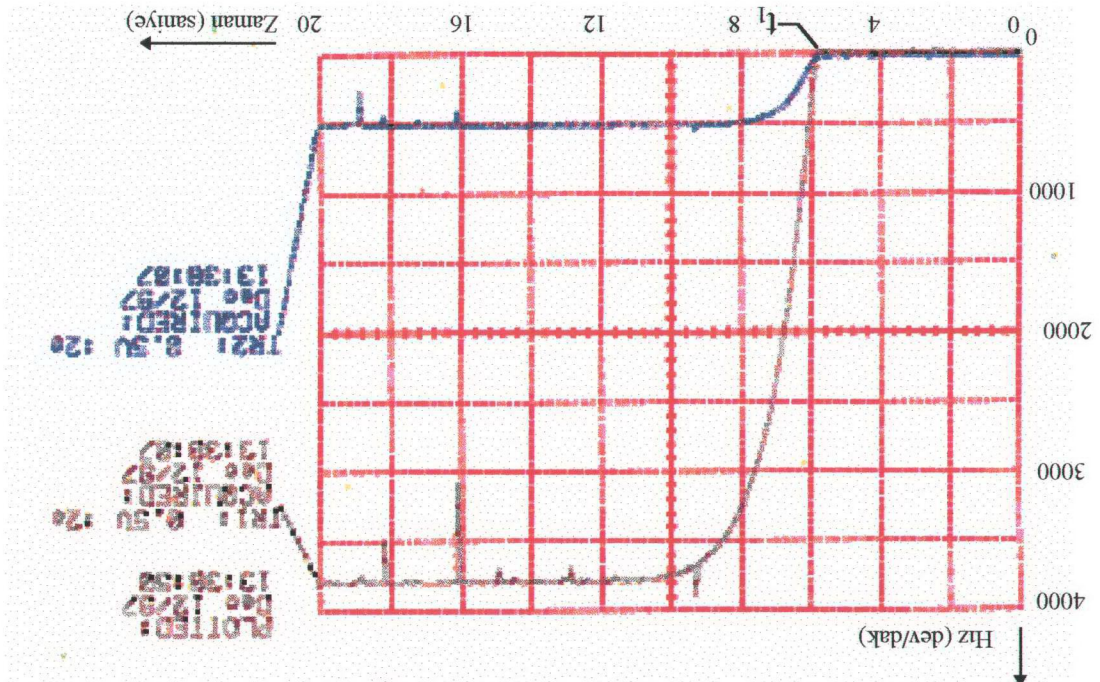
Şekil 11.3 de yukarıdaki çalışma koşulları altında kalkıştan itibaren bulanık kontrolör devredeyken tekerlek devir sayılarının değişimi verilmiştir. Şekil 11.4 de ise yine kalkıştan itibaren bulanık kontrolör devredeyken tekerleklerden birinin yükünün patinaj sonucu yarısına düşmesi halinde devir sayılarının değişimi gösterilmiştir.

Bu üç grafiğin incelenmesiyle görülen, bulanık kontrolörün etkin biçimde patinaj yapan tekerleğin hızını kontrol altında tuttuğudur. Bütün grafiklerde siyah çizgi patinaj yapan, mavi çizgi ise yolu tutan tekerleğin hızını göstermektedir.

Şekil 11.3 Bulanık kontrolör devredeyken kalkıştan itibaren tekerleklerden birinin patınaj yapması halinde devir sayılarının değişimi



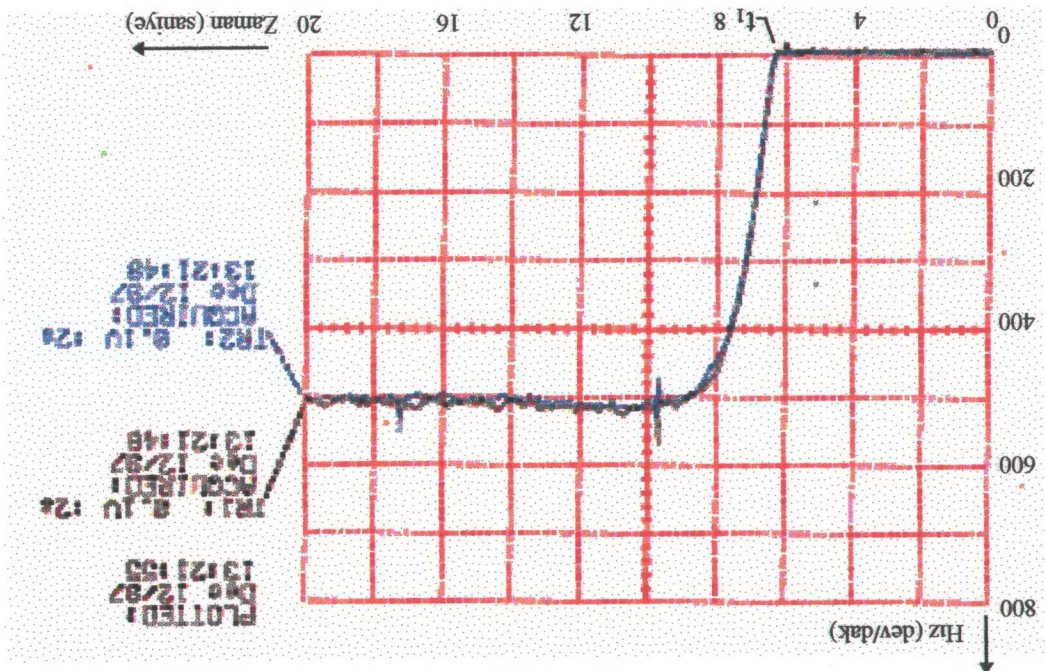
Şekil 11.2 Bulanık kontrolör devrede değilken kalkıştan itibaren tekerleklerden birinin patınaj yapması halinde devir sayılarının değişimi



Buraya kadar yapılan deneylerde direksiyonun düz tutulduğu durum yani düz gidis halinde tekerleklerden birinin tamamen veya yarı yükünde patinaja başlaması durumunda bulanık kontrolörün etkinliği incelenmiştir. Aracın düz gidis halindeki iki tekerleğinin eşit devir sayılarında dönmeleri koşullarının patinaj sonucu yükün tamamen sıfır değeri olması halinde 20 dev/dak hatayla, yükün nominal yükün yarısına düşmesi halinde ise neredeyse hatasız olarak sağlandığı görülmüştür.

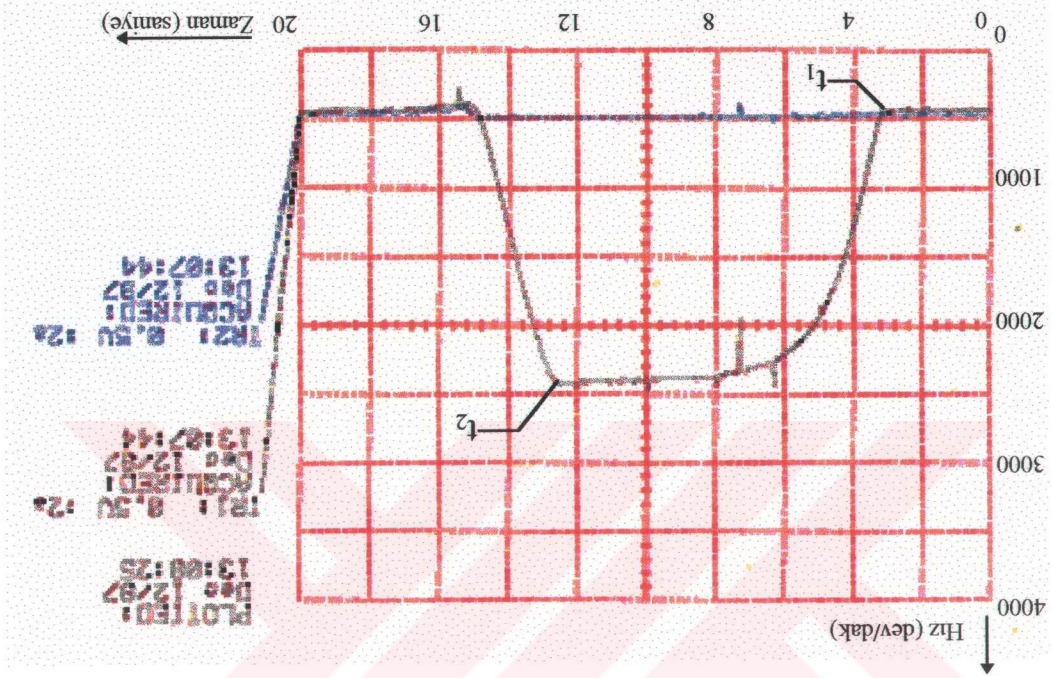
Şekil 11.5 de araç düz giderken t_1 anında tekerleklerden biri yükünün sıfıra düşmesi nedeniyle patinaj yapan tekerleğin devir sayısı aşırı büyümekte ve bu durum t_2 anında bulanık kontrolörün devreye alınmasına kadar sürmektedir. Pratik uygulamada bulanık kontrolörün devreye alınması mümkün değildir. Ancak bu deneyin sistemin etkinliğinin gösterilmesinde yardımcı olabileceği düşünülmüştür. Şekil 11.6 da ise aynı durum tekerlek yükünün sıfır değeri yerine yarısına düşmesi hali için tekrar incelenmiştir.

Şekil 11.4 Bulanık kontrolör devredeyken patinaj yapan tekerleğin yükünün yarıya düşmesi hali

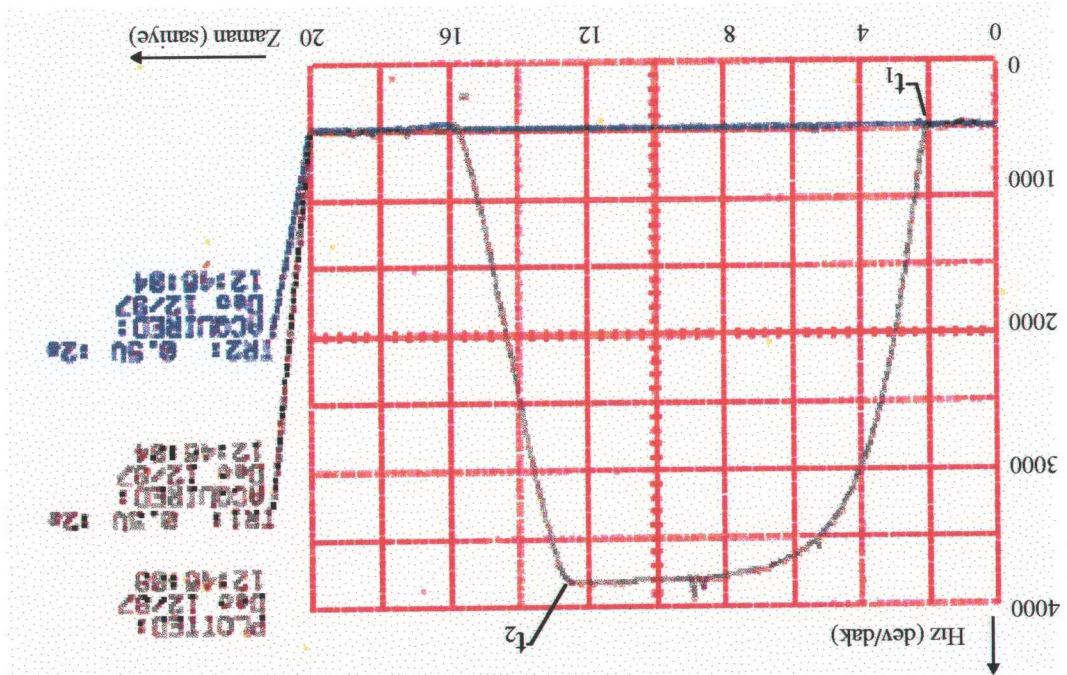


İzleyen kısımda ise otomobilin direksiyonunun tam sağa veya sola çevrilmiş olduğu durumda viraj içindeki tekerleğin patınaaj yapması halinde bulunan kontrolörün etkinliğini belirlemeye yönelik deney sonuçları verilmiştir. Sağa

Şekil 11.6 Tekerlek t_1 anında yarı yükte patınaaja başlamış ve t_2 anında bulunan kontrolör devreye alınmıştır

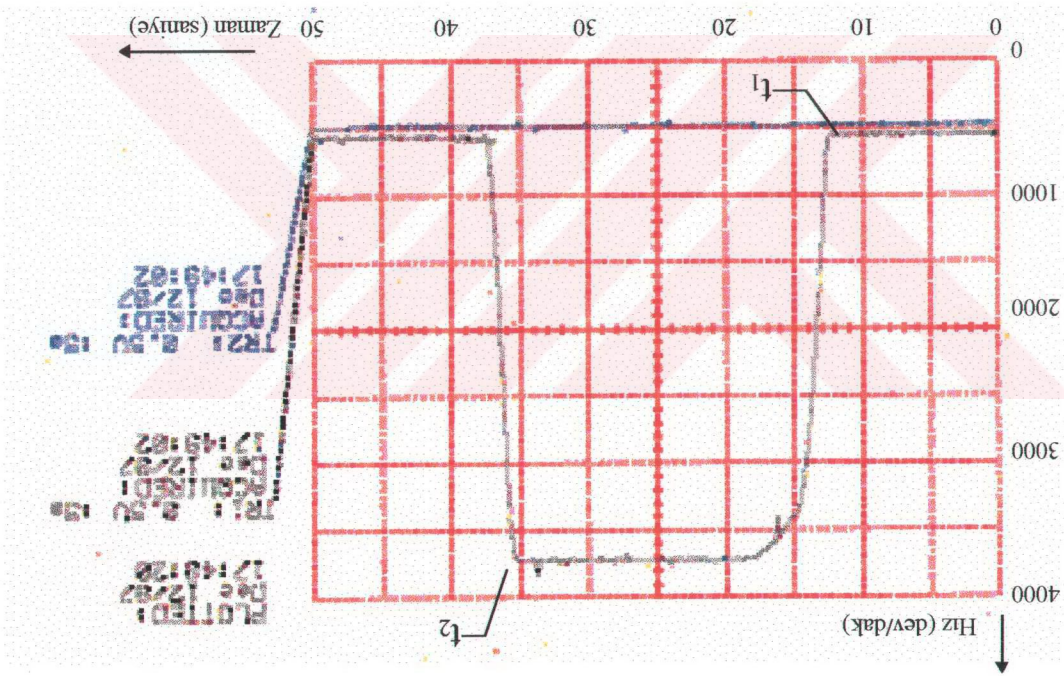


Şekil 11.5 Tekerlek t_1 anında sıfır yükte patınaaja başlamış ve t_2 anında bulunan kontrolör devreye alınmıştır



ve sola dönüş durumları simetrik sonuçlar verdiği için sadece sağa dönüş durumundaki deney sonuçları incelenecektir. Deneyler en kötü durum olan patinaj yapan tekerleğin yükünün sıfıra düşmesi hali için yapılmıştır.

Şekil 11.7 de otomobilin viraj dönüşü esnasında bulanık kontrolör devrede değilken viraj dışında kalan tekerleğin t_1 anda patinaja başlaması ve t_2 anda bulanık kontrolörün devreye alınması ile devir sayısının kontrol altına alınması gösterilmiştir.



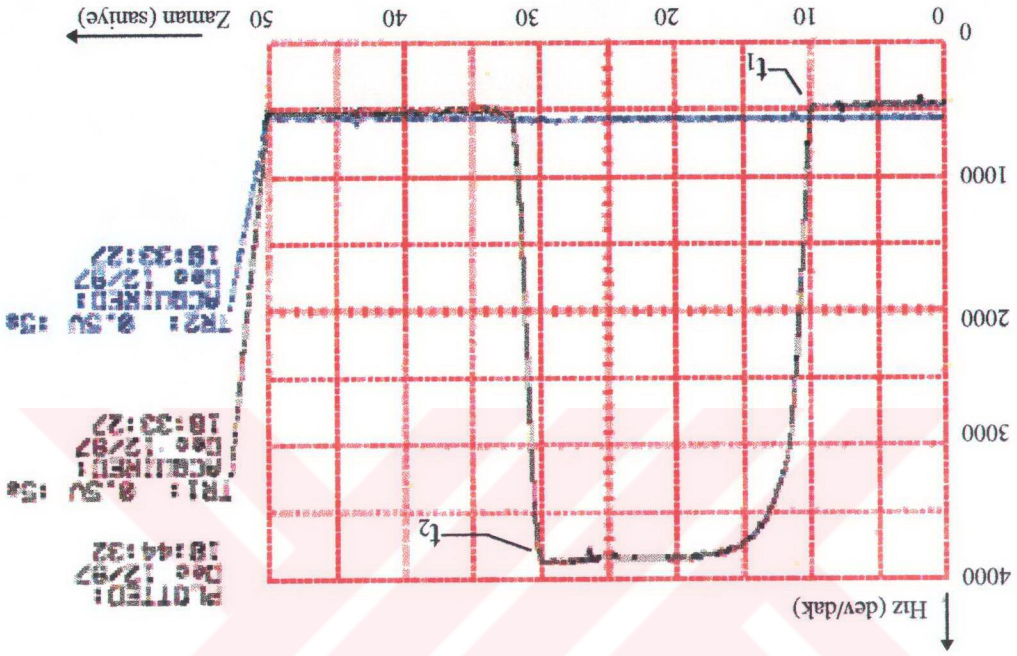
Şekil 11.7 Viraj dönüşü esnasında bulanık kontrolör devreye alınması ve t_2 anda patinaja başlaması ve t_1 anda bulanık kontrolör devreye alınmıştır

Şekil 11.8 de ise bulanık kontrolör sürekli olarak devredeyken aynı tekerlek t_1 anda patinaja başlamakta ve patinaj t_2 anda tekrar yolu tutana kadar sürmektedir.

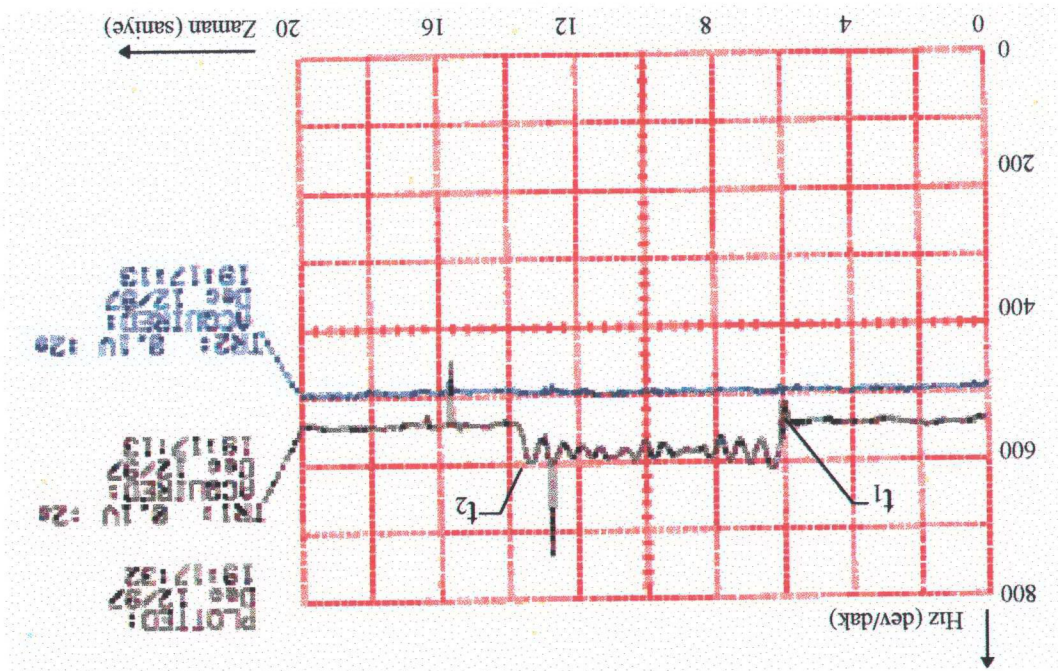
Şekil 11.9 da otomobilin viraj dönüşü esnasında bulanık kontrolör devrede değilken viraj içinde kalan tekerleğin t_1 anda patinaja başlaması ve t_2 anda bulanık kontrolörün devreye alınması ile devir sayısının kontrol altına alınması gösterilmiştir.

Şekil 11.10 da ise bulanık kontrolör sürekli olarak devredeyken viraj içindeki tekerlek t_1 anında patınaja başlamakta ve patınaj t_2 anında tekrar yolu tutana kadar sürmektedir.

Şekil 11.9 Viraj dönülmesi halinde viraj içinde kalan tekerlek t_1 anında patınaja başlamış ve t_2 anında bulanık kontrolör devreye alınmıştır

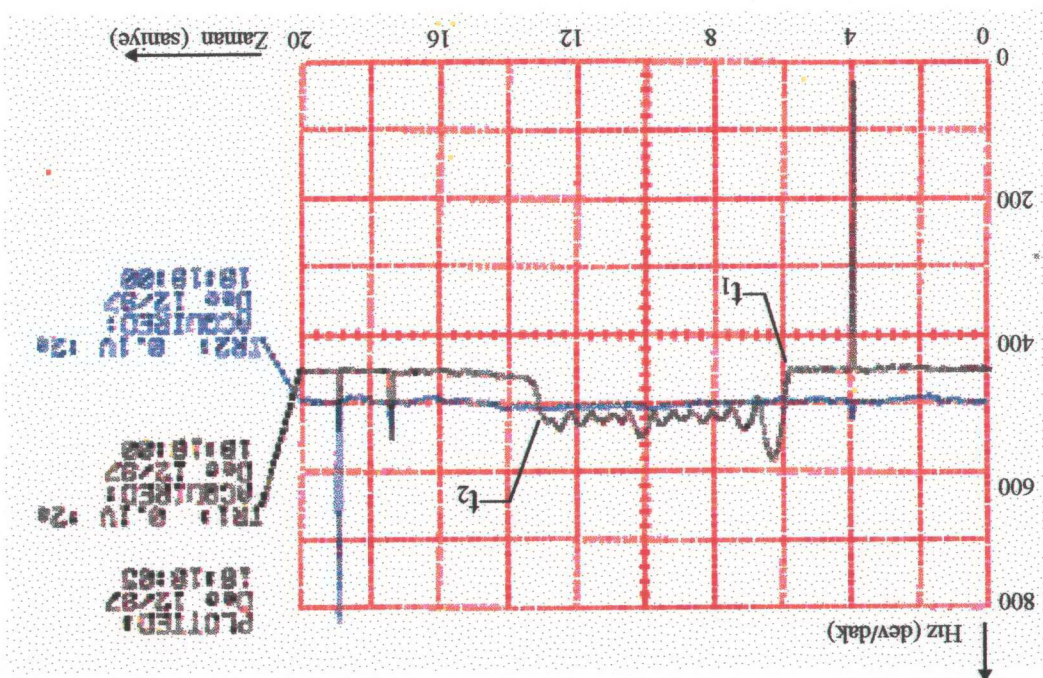


Şekil 11.8 Bulanık kontrolör sürekli olarak devredeyken virajın dışında kalan tekerlek t_1 - t_2 aralığında patınaj yapmaktadır



Şekil 11.10 Bulanık kontrolör devredeyken virajın içindeki tekerlek t_1 - t_2 aralığında patınaj yapmaktadır

Viraj dönüş hali için yapılan deneylerde de görülen patınaj halinde devir sayılarının tatminkar biçimde kontrol altında tutulduğudur. Deney sonuçları benzeşim sonuçları ile uyum göstermektedir.



SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada arka tekerlekleri, bağımsız anahtarlama relüktans motorları tarafından sürülen akü beslemeli bir elektrikli otomobilin tahrik sistemine ait laboratuvar modeli gerçekleştirilmiştir. Bu sistem birbirinden bağımsız olarak sürülebilen iki anahtarlama relüktans motoru, bunları bağımsız olarak yükleyebilen iki dinamo fren ve amaca özel geliştirilmiş olan bir bulanık kontrolörden oluşmuştur. Farklı yol ve sürüş şartları için yapılan bilgisayar benzetimleri ve deneysel çalışmalar sonucunda sistemin dengeli ve patinajın yol açtığı olumsuzluklardan arınmış bir şekilde başarı ile çalıştığı görülmüştür.

Anahtarlama relüktans motorlarına moment kontrolü uygulanarak, viraj dönüşleri esnasında yük momentinin, çekiş yapan tekerlekler arasında asimetrik olarak paylaşılmasının önüne geçilmiştir. Böylece sürüş kolaylığı ve lastiklerdeki aşınmanın dengeli olması sağlanmıştır.

Çekiş yapan tekerleklerin devir sayılarının oranı farklı sürüş koşulları da göz önüne alınarak yukarıda sözü edilen bulanık kontrolör tarafından sürekli olarak denetlenmiştir. Böylece olası bir patinaj durumunda yükü azalan tekerleğin devir sayısının aşırı büyümesi önlenmiş, sürüş kararlılığı artırılırken enerji tasarrufu da sağlanmıştır. Bulanık kontrolör bir kişisel bilgisayar, giriş çıkış birimleri, A/D-D/A çeviriciler ve geliştirilen program çerçevesinde gerçekleştirilmiştir. Ancak gerçekleştirilen kontrolöre ait çıkış yüzeyini bir EPROM'a kaydederek çok daha hızlı ve ucuz bir bulanık kontrolör elde etmek mümkündür. Böylece sistemin pratik kullanım kolaylığı artacaktır.

Elektrikli otomobilde kullanılmak üzere bir ARM tasarlanmıştır. Ancak tasarlanan makinanın gerçekleştirme aşamasında ortaya çıkan ciddi tıkanıklık nedeniyle deneylerde daha önceden imal edilmiş olan anahtarlama relüktans motorları

kullanılmıştır. Gerçekleştirilen bulanık patinaj önleme ve moment kontrol sisteminin geliştirilmesi aşamasında sistem, farklı tür motorlarla da (şönt ve seri uyarılmış kollektörlü D.A. makinaları) kısa süreli olarak denenmiş ve gayet olumlu sonuçlar gözlenmiştir. Buna dayanılarak sistemin kolayca fırçasız doğru akım makinalarına da uygulanabileceği söylenebilir.

Tekerlek tipi dış rotorlu makinalar gün geçtikçe daha popüler bir konuma gelmektedirler. Genellikle anahtarlamalı relüktans makinası veya fırçasız doğru akım makinası olarak tasarlanan bu tip makinalar kullanılan araçlarda da tekerleklerin uyum içinde çalışmalarını düzenleyecek bir kontrol sistemi kullanılması kaçınılmazdır. Gerçeklenen bulanık kontrolör, kullanılan makinanın prensipleri ve rotor tipinden bağımsızdır.

Bu tezde ağırlıklı olarak incelenen tahrik sistemi dışında elektrikli otomobilin önemli organlarından olan akümülatörlerin teknolojileri ve bunların çabuk ve güvenilir bir şekilde doldurulmasını sağlayacak sistemlerin, henüz esas güç kaynağı olmakta yetersiz kalan güneş peteklerinin, en uygun taşıt geometrisi ve daha verimli mekanik aksamın, umut veren gelişmelerine şahit olduğumuz karma tip tahrik sistemlerinin ortak proje ve çalışmalar ile bir bütün halinde geliştirilmesi zaman tasarrufu açısından kaçınılmazdır.

KAYNAKLAR

- [1] **ANA YAYINCILIK**, Ana Britannica Genel Kültür Ansiklopedisi, Cilt 24, Sayfa 346-347, (1994)
- [2] **RIEZENMAN, M.J.**, Special Report on Electric Vehicles, IEEE Spectrum, pp 18-24 & pp 94-101, November (1992)
- [3] **SHIMIZU, H., HARADA, J., BLAND, C., KAWAKAMI, K., CHAN, L.**, Advanced Concepts in Electric Vehicle Design, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 1, pp. 14-18, February (1997)
- [4] **CHAN, C.C, CHAU, K.T.**, An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 1, pp. 3-13, February (1997)
- [5] **CONSOLI, A.**, Propulsion Drives for Light Electric Vehicles, International Aegean Conf. on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP), Vol. 2, pp 365-375, Kuşadası (1995)
- [6] **SIEMENS CORP.**, Review, Spring (1993)
- [7] **EL-KHAZNEH, M.A.**, A Battery-Supplied Traction Drive For Electric Vehicles, Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM), Vol.1, pp 226-231, Paris, September (1994)
- [8] **SEN, P.C.**, Electric Motor Drives and Control- Past, Present and future, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 37, No. 6, pp. 562-575, December (1990)
- [9] **MILLER, T. J. E.**, Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives, Oxford, (1989)
- [10] **BLAKE, R.J., DAVIS, R.M., RAY, W.F., FULTON, N.N., LAWRENSON, P.J., STEPHENSON, J.M.**, The Control of Switched Reluctance Motors for Battery Electric Road Vehicles, Proc PEDV Conference, pp. 361--364, London, May (1984)
- [11] **FULTON, N.N., LAWRENSON, P.J., STEPHENSON, J.M., BLAKE, R.J., DAVIS, R.M., RAY, W.F.**, Recent Developments in High Performance Switched Reluctance Drives, Proc PEDV Conference, pp. 130-133, London, May (1984)

- [25] **FULTON, N.N., LAWRENSON, P.J.**, Switched Reluctance Drives for Electric Vehicles: A Comparative Assessment, Proc. International Intelligent Motion Conference (PCIM), pp 562-579, Nürnberg, June (1993)
- [26] **STEPHENSON, J.M., MACMINN, S.R., HENDERSHOT Jr., J.R.**, Switched Reluctance Drives Tutorial Courses, IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting, (1990)
- [27] **LE-HUY, H., VIAROUGE, P., FRANCOEUR, B.**, Unipolar Converters for Switched Reluctance Motors, IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 551-560, (1989)
- [28] **VUSKAVIC, S., STEFANOVIC, V.R.**, SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation, IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 946-958, (1990)
- [29] **HARRIS, M.R., FINCH, J.W., MALLICK, J.A., MILLER, T.J.E.**, A Review of the Integral Horse Power Switched Reluctance Drive, IEEE-IAS85 Conference Record, pp. 783-789, October (1985)
- [30] **KRISHNAN, R., ARUMUGAM, R., LINDSAY, J.F.**, Design Procedure for Switched Reluctance Motors, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 24, No. 3, pp. 456-461, June (1988)
- [31] **ANLAŞ, İ.**, Şasi 2, Aktarma Organları, MEB Yayınları, (1984)
- [32] **DEMİREL, A., UÇAR, M., TUNÇAY R.N.**, Güç Elektroniği Çeviricilerinde Farklı Tür Anahtarlar Kullanılarak Verimin Yükseltilmesi, Elmeksem 97, IV Elektromekanik Sempozyumu, sayfa 75-78, Bursa, Aralık (1997)
- [33] **MAY, E., CROUSE, W.H.**, Automotive Mechanics, Sydney, (1987)
- [34] **HILLIER, V.A.W.**, Motor Vehicle Basic Principles, Hutchinson, (1988)
- [35] **ARICCHI, F., CRESCIMBINI, F., DI NAPOLI, A., SANTINI E.**, A Sliding Mode Control Strategy for Electrical Drive Without Differential Gearbox, Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM), Vol.1, pp 351-355, Paris, September (1994)
- [36] **KRUSE, R., GEBHARDT, J., KLAWONN, F.**, Foundations of Fuzzy Systems, West Sussex, (1995)
- [37] **KLIR, G.J., YUAN, B.**, Fuzzy Sets and Fuzzy Logic Theory and Applications, New Jersey, (1995)
- [38] **JAMSHIDI, M., VADIEE, N., ROSS, T.J.**, Fuzzy Logic and Control, Software and Hardware Applications, New Jersey, (1993)

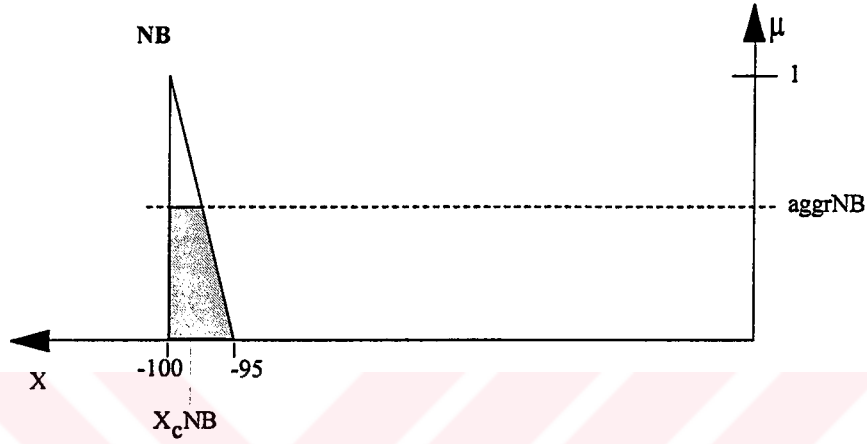
- [39] **LEE, C.C.**, Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part I, IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, Vol. 20, No. 2, pp. 404-418, April (1990)
- [40] **LEE, C.C.**, Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part II, IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, Vol. 20, No. 2, pp. 419-435, April (1990)
- [41] **AEG-TELEFUNKEN**, Optoelectronic Devices Data Book, (1981/1982)
- [42] **CHAPPEL, P.H., RAY, W.F., BLAKE, R.J.**, Microprocessor Control of a Variable Reluctance Motor, IEE Proc., Vol. 131, No. 2, pp. 51-60, March (1984)
- [43] **COUGHLIN, R.F., DRISCOLL, F.F.**, Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits, New Jersey, (1987)
- [44] **NATIONAL SEMICONDUCTOR CORP.**, Analog Data Acquisition Data Book, (1995)
- [45] **SGS-THOMSON MICROELECTRONICS CORP.**, Industry Standard Analog Ics Data Book, June (1989)
- [46] **INTEL Corp.**, Peripheral Design Handbook, (1980)
- [47] **SOCIETE DE MICRO-INFORMATIQUE ET TELECOMM. GOUPIL**, Goupil G40 Technical Manual, May (1987)
- [48] **MANO, M.M.**, Computer Engineering Hardware Design, Los Angeles, (1988)

Tablo A.1 de Bölüm 9 da incelenen faz seçici devrede kullanılan EPROM'a yüklenen programın 16 sayı tabanındaki dökümü verilmiştir.

Tablo A.1 Faz seçici devresinde kullanılan EPROM'a ait programın dökümü

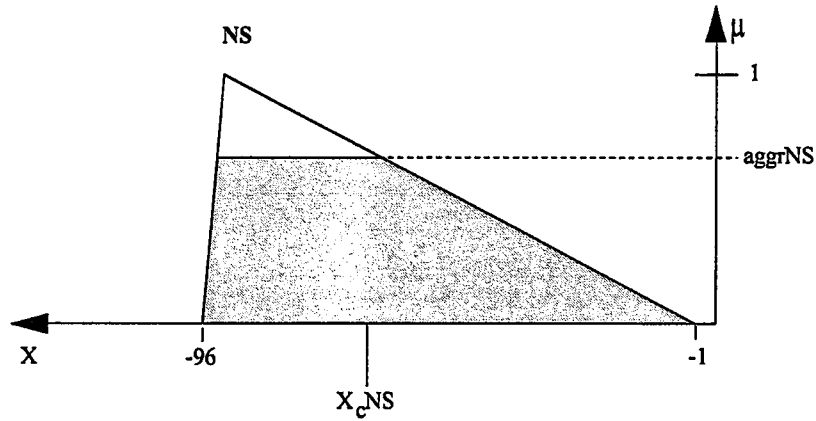
Adres Bilgi	Adres Bilgi	Adres Bilgi	Adres Bilgi
03 _h 04 _h	13 _h 06 _h	43 _h 02 _h	53 _h 06 _h
02 _h 04 _h	12 _h 02 _h	42 _h 01 _h	52 _h 02 _h
02 _h 04 _h	12 _h 02 _h	42 _h 01 _h	52 _h 02 _h
06 _h 02 _h	16 _h 03 _h	46 _h 01 _h	56 _h 03 _h
06 _h 02 _h	16 _h 03 _h	46 _h 01 _h	56 _h 03 _h
04 _h 02 _h	14 _h 01 _h	44 _h 04 _h	54 _h 01 _h
04 _h 02 _h	14 _h 01 _h	44 _h 04 _h	54 _h 01 _h
05 _h 01 _h	15 _h 05 _h	45 _h 04 _h	55 _h 05 _h
05 _h 01 _h	15 _h 05 _h	45 _h 04 _h	55 _h 05 _h
01 _h 01 _h	11 _h 04 _h	41 _h 02 _h	51 _h 04 _h
01 _h 01 _h	11 _h 04 _h	41 _h 02 _h	51 _h 04 _h
03 _h 04 _h	13 _h 06 _h	43 _h 02 _h	53 _h 06 _h
0B _h 04 _h	23 _h 01 _h	4B _h 02 _h	63 _h 01 _h
0A _h 02 _h	22 _h 01 _h	4A _h 02 _h	62 _h 02 _h
0A _h 02 _h	22 _h 01 _h	4A _h 02 _h	62 _h 02 _h
0E _h 02 _h	26 _h 04 _h	4E _h 01 _h	66 _h 02 _h
0E _h 02 _h	26 _h 04 _h	4E _h 01 _h	66 _h 02 _h
0C _h 01 _h	24 _h 04 _h	4C _h 01 _h	64 _h 04 _h
0C _h 01 _h	24 _h 04 _h	4C _h 01 _h	64 _h 04 _h
0D _h 01 _h	25 _h 02 _h	4D _h 04 _h	65 _h 04 _h
0D _h 01 _h	25 _h 02 _h	4D _h 04 _h	65 _h 04 _h
09 _h 04 _h	21 _h 02 _h	49 _h 04 _h	61 _h 01 _h
09 _h 04 _h	21 _h 02 _h	49 _h 04 _h	61 _h 01 _h
0B _h 04 _h	23 _h 01 _h	4B _h 02 _h	63 _h 01 _h

Aşağıda bulanık kontrolör yazılımı içerisinde durulaştırma işleminde kullanılan çıkış üyelik fonksiyonlarının ağırlık merkezlerinin, bulanık çıkarım sonuçlarına bağlı olarak elde edildiği bağıntılar verilmiştir. Çalışmada karşılaşılabilecek bütün kombinasyonlar göz önüne alınmıştır.



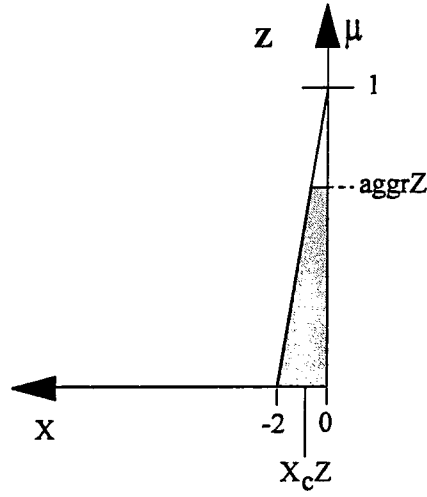
Şekil B.1 NB Çıkış üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezi

$$X_{cNB} = \frac{-1.667 \cdot aggrNB^2 - 95 \cdot aggrNB + 195}{aggrNB - 2} \quad (B.1)$$



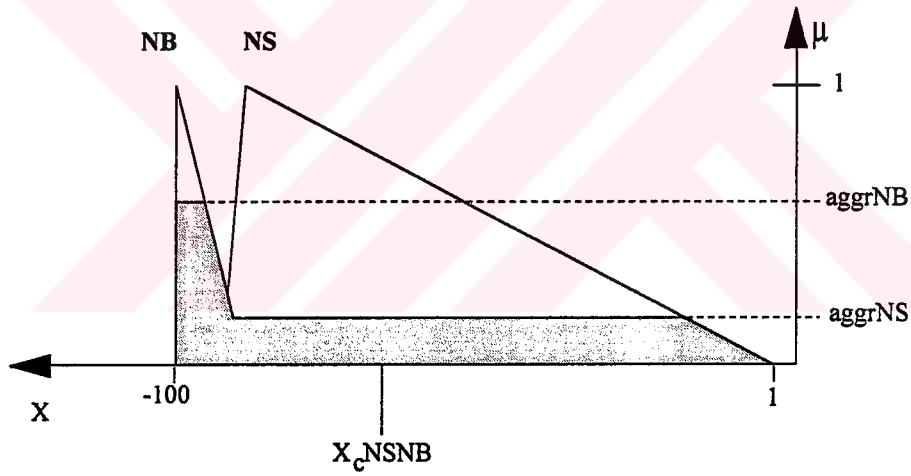
Şekil B.2 NS Çıkış üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezi

$$X_{cNS} = \frac{-37.09 \cdot aggrNS^2 - 2.38 \cdot aggrNS + 115.19}{1.192 \cdot aggrNS - 2.375} \quad (B.2)$$



Şekil B.3 Z Çıkış üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezi

$$X_c Z = \frac{-0.667 \cdot \text{aggr} Z^2 - 2 \cdot \text{aggr} Z + 2}{\text{aggr} Z - 2} \quad (\text{B.3})$$



Şekil B.4 NS ve NB üyelik fonksiyonlarının ortak ağırlık merkezi

$$X_c \text{NSNB} = \frac{-74.176 \cdot \text{aggr} \text{NS}^3 - 4.759 \cdot \text{aggr} \text{NS}^2 + 230.375 \cdot \text{aggr} \text{NS}}{2.384 \cdot \text{aggr} \text{NS}^2 - 4.75 \cdot \text{aggr} \text{NS} + 0.125 \cdot \text{aggr} \text{NB}^2 - 0.25 \cdot \text{aggr} \text{NB}} +$$

$$+ \frac{(-0.208 \cdot \text{aggr} \text{NB}^3 - 11.875 \cdot \text{aggr} \text{NB}^2 + 24.375 \cdot \text{aggr} \text{NB})}{2.384 \cdot \text{aggr} \text{NS}^2 - 4.75 \cdot \text{aggr} \text{NS} + 0.125 \cdot \text{aggr} \text{NB}^2 - 0.25 \cdot \text{aggr} \text{NB}} \quad (\text{B.4})$$

Aşağıda BASIC dilinde yazılmış bulanık kontrolör yazılımının dökümü verilmiştir.

i1%=0

i2%=0

(Tuş takımı üzerinden direksiyon açısı giriliyor.)

INPUT "a=? ", a

(8255 tümdevreleri programlanıyor)

OUT &H21F, 128

OUT &H39F, 155

1 i1% = i1 * -2.55

i2% = i2 * -2.55

(Hesaplanan akım kontrol büyüklükleri 8255 üzerinden D/A çeviriciye yollanıyor.)

OUT &H21C, i1%

OUT &H21E, i2%

(Devir sayıları bilgileri A/D çeviriciden 8255 üzerinden okunuyor.)

n1 = INP(&H39D)

n2 = INP(&H39E)

dn = (n1 + .001) / (n2 + .001)

mzn = 0: mns = 0: mzp = 0: mps = 0: dmns = 0: dmnb = 0: dmzn = 0: dmzp = 0:

dmps = 0: dmpb = 0: k% = 0: l% = 0: m% = 0: n% = 0: p% = 0: q% = 0: r% = 0: j%

= 0: h% = 0: o% = 0

(Direksiyon açısına ait üyelik fonksiyonları belirlenip, üyelik değerleri hesaplanıyor.)

IF a > 0 THEN GOTO 15

5 IF a >= -1 AND a <= -.04 THEN GOTO 100

10 IF a > -.04 AND a <= 0 THEN GOTO 200

GOTO 1111

15 IF a > 0 AND a < .04 THEN GOTO 300

20 IF a >= .04 AND a <= 1 THEN GOTO 400

GOTO 1111

100 mns = -1.042 * a - .042: k% = 1

GOTO 10

200 mzn = 25 * a + 1: l% = 1

GOTO 1111

300 mzp = -25 * a + 1: j% = 1

GOTO 20

400 mps = 1.042 * a - .042: m% = 1

(Devir sayılarının oranına ait üyelik fonksiyonları belirlenip, üyelik değerleri hesaplanıyor.)

```

1111 IF dn > 1 THEN GOTO 21
6 IF dn <= .8696 AND dn >= .85 THEN GOTO 110
11 IF dn <= .99 AND dn >= .862 THEN GOTO 220
16 IF dn <= 1 AND dn >= .9852 THEN GOTO 330
17 IF dn < .85 THEN dmnbn = 1: n% = 1
GOTO 3300
21 IF dn <= 1.015 AND dn > 1 THEN GOTO 440
26 IF dn <= 1.159 AND dn >= 1.01 THEN GOTO 550
31 IF dn <= 1.176 AND dn >= 1.15 THEN GOTO 660
32 IF dn > 1.176 THEN dmpbn = 1: r% = 1
GOTO 3300
110 dmnbn = -51.023 * dn + 44.37: n% = 1
GOTO 11
220 dmns = -7.8 * dn + 7.73: o% = 1
GOTO 16
330 dmzn = 67.571 * dn - 66.57: p% = 1
GOTO 3300
440 dmzp = -66.669 * dn + 67.67: h% = 1
GOTO 26
550 dmpr = 6.713 * dn - 6.78: q% = 1
GOTO 31
660 dmpb = 38.461 * dn - 44.23: r% = 1

```

(Giriş işaretleri sınıflandırılarak uygun program bölgelerine dallanılıyor.)

```

IF a <= 0 AND dn > 1 THEN GOTO 2000
IF a > 0 AND dn <= 1 THEN GOTO 3000
IF a > 0 AND dn > 1 THEN GOTO 4000

```

(Bulanık kurallar uygulanıp çıkarım ve durulaştırma yapılıyor.)

```

1000 IF (k% AND n% AND o%) = 0 THEN GOTO 1002
IF mns < dmnbn THEN aggrkn = mns ELSE aggrkn = dmnbn
IF mns < dmns THEN aggrko = mns ELSE aggrko = dmns
IF aggrkn > aggrko THEN aggrz = aggrkn ELSE aggrz = aggrko

i1 = (.667 * aggrz ^ 2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)
i2 = (-4.167 * aggrkn ^ 3 - 237.5 * aggrkn ^ 2 + 487.5 * aggrkn + .667 * aggrko ^ 3 -
2 * aggrko ^ 2 + 2 * aggrko) / (2.5 * aggrkn ^ 2 - 5 * aggrkn + aggrko ^ 2 - 2 *
aggrko)
GOTO 1
1002 IF (k% AND o% AND p%) = 0 THEN GOTO 1003
IF mns < dmns THEN aggrko = mns ELSE aggrko = dmns
IF mns < dmzn THEN aggrkp = mns ELSE aggrkp = dmzn
IF aggrko > aggrkp THEN aggrz = aggrko ELSE aggrz = aggrkp
i1 = (-148.352 * aggrkp ^ 3 - 9.518 * aggrkp ^ 2 + 460.75 * aggrkp + .0334 * aggrko
^ 3 - .1 * aggrko ^ 2 + .1 * aggrko) / (4.767 * aggrkp ^ 2 - 9.5 * aggrkp + .1 * aggrko
^ 2 - .2 * aggrko)

```

```

i2 = (.667 * aggrz ^ 2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)
GOTO 1
1003 IF (l% AND n% AND o%) = 0 THEN GOTO 1004
IF mzn < dmnbn THEN aggrln = mzn ELSE aggrln = dmnbn
IF mzn < dmns THEN aggrlo = mzn ELSE aggrlo = dmns
IF aggrln > aggrlo THEN aggrz = aggrln ELSE aggrz = aggrlo

i1 = (.667 * aggrz ^ 2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)
i2 = (-74.176 * aggrlo ^ 3 - 4.759 * aggrlo ^ 2 + 230.375 * aggrlo - .208 * aggrln ^ 3
- 11.875 * aggrln ^ 2 + 24.375 * aggrln) / (2.384 * aggrlo ^ 2 - 4.75 * aggrlo + .125 *
aggrln ^ 2 - .25 * aggrln)
GOTO 1
1004 IF (l% AND o% AND p%) = 0 THEN GOTO 1005
IF mzn < dmns THEN aggrlo = mzn ELSE aggrlo = dmns
IF mzn < dmzn THEN aggrlp = mzn ELSE aggrlp = dmzn
IF aggrlp > aggrlo THEN aggrz = aggrlp ELSE aggrz = aggrlo

i1 = (.667 * aggrz ^ 2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)
i2 = (-148.352 * aggrlo ^ 3 - 9.518 * aggrlo ^ 2 + 460.75 * aggrlo + .0334 * aggrlp ^ 3
- .1 * aggrlp ^ 2 + .1 * aggrlp) / (4.767 * aggrlo ^ 2 - 9.5 * aggrlo + .1 * aggrlp ^ 2 -
.2 * aggrlp)
GOTO 1
1005 IF (k% AND n%) = 0 THEN GOTO 1006
IF mns < dmnbn THEN aggrkn = mns ELSE aggrkn = dmnbn

i1 = (.667 * aggrkn ^ 2 - 2 * aggrkn + 2) / (aggrkn - 2)
i2 = (-1.667 * aggrkn ^ 2 - 95 * aggrkn + 195) / (aggrkn - 2)
GOTO 1
1006 IF (k% AND o%) = 0 THEN GOTO 1007
IF mns < dmns THEN aggrko = mns ELSE aggrko = dmns

i1 = (.667 * aggrko ^ 2 - 2 * aggrko + 2) / (aggrko - 2)
i2 = i1
GOTO 1
1007 IF (k% AND p%) = 0 THEN GOTO 1008
IF mns < dmzn THEN aggrkp = mns ELSE aggrkp = dmzn

i1 = (-37.09 * aggrkp ^ 2 - 2.38 * aggrkp + 115.19) / (1.192 * aggrkp - 2.375)
i2 = (.667 * aggrkp ^ 2 - 2 * aggrkp + 2) / (aggrkp - 2)
GOTO 1
1008 IF (l% AND n%) = 0 THEN GOTO 1009
IF mzn < dmnbn THEN aggrln = mzn ELSE aggrln = dmnbn
.
i1 = (.667 * aggrln ^ 2 - 2 * aggrln + 2) / (aggrln - 2)
i2 = (-1.667 * aggrln ^ 2 - 95 * aggrln + 195) / (aggrln - 2)
GOTO 1
1009 IF (l% AND o%) = 0 THEN GOTO 1010
IF mzn < dmns THEN aggrlo = mzn ELSE aggrlo = dmns

```

```

i1 = (.667 * aggrlo ^ 2 - 2 * aggrlo + 2) / (aggrlo - 2)
i2 = (-37.09 * aggrlo ^ 2 - 2.38 * aggrlo + 115.19) / (1.192 * aggrlo - 2.375)
GOTO 1
1010 IF mzn < dmzn THEN aggrlp = mzn ELSE aggrlp = dmzn

```

```

i1 = (.667 * aggrlp ^ 2 - 2 * aggrlp + 2) / (aggrlp - 2)
i2 = i1
GOTO 1

```

(Bulanık kurallar uygulanıp çıkarım ve durulaştırma yapılıyor.)

```

2000 IF (k% AND h% AND q%) = 0 THEN GOTO 2002
IF mns < dmzp THEN aggrkh = mns ELSE aggrkh = dmzp
IF mns < dmpr THEN aggrkq = mns ELSE aggrkq = dmpr
IF aggrkh > aggrkq THEN aggrz = aggrkh ELSE aggrz = aggrkq

```

```

i1 = (-74.176 * aggrkh ^ 3 - 4.759 * aggrkh ^ 2 + 230.375 * aggrkh - .208 * aggrkq ^ 3 - 11.875 * aggrkq ^ 2 + 24.375 * aggrkq) / (2.384 * aggrkh ^ 2 - 4.75 * aggrkh + .125 * aggrkq ^ 2 - .25 * aggrkq)
i2 = (.667 * aggrz ^ 2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)
GOTO 1

```

```

2002 IF (k% AND q% AND r%) = 0 THEN GOTO 2003
IF mns < dmpr THEN aggrkq = mns ELSE aggrkq = dmpr
IF mns < dmpr THEN aggrkr = mns ELSE aggrkr = dmpr
IF aggrkq > aggrkr THEN aggrz = aggrkq ELSE aggrz = aggrkr

```

```

i1 = (-1.667 * aggrz ^ 2 - 95 * aggrz + 195) / (aggrz - 2)
i2 = (.667 * aggrz ^ 2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)
GOTO 1
2003 IF (l% AND h% AND q%) = 0 THEN GOTO 2004
IF mzn < dmzp THEN aggrlh = mzn ELSE aggrlh = dmzp
IF mzn < dmpr THEN aggrlq = mzn ELSE aggrlq = dmpr
IF aggrlh > aggrlq THEN aggrz = aggrlh ELSE aggrz = aggrlq

```

```

i1 = (-148.352 * aggrlq ^ 3 - 9.518 * aggrlq ^ 2 + 460.75 * aggrlq + .0334 * aggrlh ^ 3 - .1 * aggrlh ^ 2 + .1 * aggrlh) / (4.767 * aggrlq ^ 2 - 9.5 * aggrlq + .1 * aggrlh ^ 2 - .2 * aggrlh)
i2 = (.667 * aggrz ^ 2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)
GOTO 1

```

```

2004 IF (l% AND q% AND r%) = 0 THEN GOTO 2005
IF mzn < dmpr THEN aggrlq = mzn ELSE aggrlq = dmpr
IF mzn < dmpr THEN aggrlr = mzn ELSE aggrlr = dmpr
IF aggrlr > aggrlq THEN aggrz = aggrlr ELSE aggrz = aggrlq

```

```

i1 = (-74.176 * aggrlq ^ 3 - 4.759 * aggrlq ^ 2 + 230.375 * aggrlq - .208 * aggrlr ^ 3 - 11.875 * aggrlr ^ 2 + 24.375 * aggrlr) / (2.384 * aggrlq ^ 2 - 4.75 * aggrlq + .125 * aggrlr ^ 2 - .25 * aggrlr)
i2 = (.667 * aggrz ^ 2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)
GOTO 1

```

2005 IF (k% AND h%) = 0 THEN GOTO 2006

IF mns < dmzp THEN aggrkh = mns ELSE aggrkh = dmzp

$$i1 = (-37.09 * aggrkh^2 - 2.38 * aggrkh + 115.19) / (1.192 * aggrkh - 2.375)$$

$$i2 = (.667 * aggrkh^2 - 2 * aggrkh + 2) / (aggrkh - 2)$$

GOTO 1

2006 IF (k% AND q%) = 0 THEN GOTO 2007

IF mns < dmps THEN aggrkq = mns ELSE aggrkq = dmps

$$i1 = (-1.667 * aggrkq^2 - 95 * aggrkq + 195) / (aggrkq - 2)$$

$$i2 = (.667 * aggrkq^2 - 2 * aggrkq + 2) / (aggrkq - 2)$$

GOTO 1

2007 IF (k% AND r%) = 0 THEN GOTO 2008

IF mns < dmpb THEN aggrkr = mns ELSE aggrkr = dmpb

$$i1 = (-1.667 * aggrkr^2 - 95 * aggrkr + 195) / (aggrkr - 2)$$

$$i2 = (.667 * aggrkr^2 - 2 * aggrkr + 2) / (aggrkr - 2)$$

GOTO 1

2008 IF (l% AND h%) = 0 THEN GOTO 2009

IF mzn < dmzp THEN aggrlh = mzn ELSE aggrlh = dmzp

$$i1 = (.667 * aggrlh^2 - 2 * aggrlh + 2) / (aggrlh - 2)$$

i2 = i1

GOTO 1

2009 IF (l% AND q%) = 0 THEN GOTO 2010

IF mzn < dmps THEN aggrlq = mzn ELSE aggrlq = dmps

$$i1 = (-37.09 * aggrlq^2 - 2.38 * aggrlq + 115.19) / (1.192 * aggrlq - 2.375)$$

$$i2 = (.667 * aggrlq^2 - 2 * aggrlq + 2) / (aggrlq - 2)$$

GOTO 1

2010 IF mzn < dmpb THEN aggrlr = mzn ELSE aggrlr = dmpb

$$i1 = (-1.667 * aggrlr^2 - 95 * aggrlr + 195) / (aggrlr - 2)$$

$$i2 = (.667 * aggrlr^2 - 2 * aggrlr + 2) / (aggrlr - 2)$$

GOTO 1

(Bulanık kurallar uygulanıp çıkarım ve durulaştırma yapılıyor.)

3000 IF (j% AND n% AND o%) = 0 THEN GOTO 3002

IF mzp < dmnbn THEN aggrjn = mzp ELSE aggrjn = dmnbn

IF mzp < dmns THEN aggrjo = mzp ELSE aggrjo = dmns

IF aggrjn > aggrjo THEN aggrz = aggrjn ELSE aggrz = aggrjo

$$i1 = (.667 * aggrz^2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)$$

$$i2 = (-74.176 * aggrjo^3 - 4.759 * aggrjo^2 + 230.375 * aggrjo - .208 * aggrjn^3 - 11.875 * aggrjn^2 + 24.375 * aggrjn) / (2.384 * aggrjo^2 - 4.75 * aggrjo + .125 * aggrjn^2 - .25 * aggrjn)$$

GOTO 1

3002 IF (j% AND o% AND p%) = 0 THEN GOTO 3003

IF mzp < dmns THEN aggrjo = mzp ELSE aggrjo = dmns
 IF mzp < dmzn THEN aggrjp = mzp ELSE aggrjp = dmzn
 IF aggrjo > aggrjp THEN aggrz = aggrjo ELSE aggrz = aggrjp

$i1 = (.667 * aggrz^2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)$
 $i2 = (-148.352 * aggrjo^3 - 9.518 * aggrjo^2 + 460.75 * aggrjo + .0334 * aggrjp^3 - .1 * aggrjp^2 + .1 * aggrjp) / (4.767 * aggrjo^2 - 9.5 * aggrjo + .1 * aggrjp^2 - .2 * aggrjp)$

GOTO 1

3003 IF (m% AND n% AND o%) = 0 THEN GOTO 3004
 IF mps < dmnb THEN aggrmn = mps ELSE aggrmn = dmnb
 IF mps < dmns THEN aggrmo = mps ELSE aggrmo = dmns
 IF aggrmn > aggrmo THEN aggrz = aggrmn ELSE aggrz = aggrmo

$i1 = (.667 * aggrz^2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)$
 $i2 = (-1.667 * aggrz^2 - 95 * aggrz + 195) / (aggrz - 2)$

GOTO 1

3004 IF (m% AND o% AND p%) = 0 THEN GOTO 3005
 IF mps < dmns THEN aggrmo = mps ELSE aggrmo = dmns
 IF mps < dmzn THEN aggrmp = mps ELSE aggrmp = dmzn
 IF aggrmp > aggrmo THEN aggrz = aggrmp ELSE aggrz = aggrlo

$i1 = (.667 * aggrz^2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)$
 $i2 = (-74.176 * aggrmp^3 - 4.759 * aggrmp^2 + 230.375 * aggrmp - .208 * aggrmo^3 - 11.875 * aggrmo^2 + 24.375 * aggrmo) / (2.384 * aggrmp^2 - 4.75 * aggrmp + .125 * aggrmo^2 - .25 * aggrmo)$

GOTO 1

3005 IF (j% AND n%) = 0 THEN GOTO 3006
 IF mzp < dmnb THEN aggrjn = mzp ELSE aggrjn = dmnb

$i1 = (.667 * aggrjn^2 - 2 * aggrjn + 2) / (aggrjn - 2)$
 $i2 = (-1.667 * aggrjn^2 - 95 * aggrjn + 195) / (aggrjn - 2)$

GOTO 1

3006 IF (j% AND o%) = 0 THEN GOTO 3007
 IF mzp < dmns THEN aggrjo = mzp ELSE aggrjo = dmns

$i1 = (.667 * aggrjo^2 - 2 * aggrjo + 2) / (aggrjo - 2)$
 $i2 = (-37.09 * aggrjo^2 - 2.38 * aggrjo + 115.19) / (1.192 * aggrjo - 2.375)$

GOTO 1

3007 IF (j% AND p%) = 0 THEN GOTO 3008
 IF mzp < dmzn THEN aggrjp = mzp ELSE aggrjp = dmzn

$i1 = (.667 * aggrjp^2 - 2 * aggrjp + 2) / (aggrjp - 2)$

$i2 = i1$

GOTO 1

3008 IF (m% AND n%) = 0 THEN GOTO 3009
 IF mps < dmnb THEN aggrmn = mps ELSE aggrmn = dmnb

$i1 = (.667 * aggrmn^2 - 2 * aggrmn + 2) / (aggrmn - 2)$
 $i2 = (-1.667 * aggrmn^2 - 95 * aggrmn + 195) / (aggrmn - 2)$
 GOTO 1

3009 IF (m% AND o%) = 0 THEN GOTO 3010
 IF mps < dmns THEN aggrmo = mps ELSE aggrmo = dmns

$i1 = (.667 * aggrmo^2 - 2 * aggrmo + 2) / (aggrmo - 2)$
 $i2 = (-1.667 * aggrmo^2 - 95 * aggrmo + 195) / (aggrmo - 2)$
 GOTO 1

3010 IF mps < dmzn THEN aggrmp = mps ELSE aggrmp = dmzn

$i1 = (.667 * aggrmp^2 - 2 * aggrmp + 2) / (aggrmp - 2)$
 $i2 = (-37.09 * aggrmp^2 - 2.38 * aggrmp + 115.19) / (1.192 * aggrmp - 2.375)$
 GOTO 1

(Bulanık kurallar uygulanıp çıkarım ve durulaştırma yapılıyor.)

4000 IF (j% AND h% AND q%) = 0 THEN GOTO 4002
 IF mzp < dmzp THEN aggrjh = mzp ELSE aggrjh = dmzp
 IF mzp < dmzp THEN aggrjq = mzp ELSE aggrjq = dmzp
 IF aggrjh > aggrjq THEN aggrz = aggrjh ELSE aggrz = aggrjq

$i1 = (-148.352 * aggrjq^3 - 9.518 * aggrjq^2 + 460.75 * aggrjq + .0334 * aggrjh^3 - .1 * aggrjh^2 + .1 * aggrjh) / (4.767 * aggrjq^2 - 9.5 * aggrjq + .1 * aggrjh^2 - .2 * aggrjh)$
 $i2 = (.667 * aggrz^2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)$
 GOTO 1

4002 IF (j% AND q% AND r%) = 0 THEN GOTO 4003
 IF mzp < dmzp THEN aggrjq = mzp ELSE aggrjq = dmzp
 IF mzp < dmzp THEN aggrjr = mzp ELSE aggrjr = dmzp
 IF aggrjq > aggrjr THEN aggrz = aggrjq ELSE aggrz = aggrjr

$i1 = (-74.176 * aggrjq^3 - 4.759 * aggrjq^2 + 230.375 * aggrjq - .208 * aggrjr^3 - 11.875 * aggrjr^2 + 24.375 * aggrjr) / (2.384 * aggrjq^2 - 4.75 * aggrjq + .125 * aggrjr^2 - .25 * aggrjr)$
 $i2 = (.667 * aggrz^2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)$
 GOTO 1

4003 IF (m% AND h% AND q%) = 0 THEN GOTO 4004
 IF mps < dmzp THEN aggrmh = mps ELSE aggrmh = dmzp
 IF mps < dmzp THEN aggrmq = mps ELSE aggrmq = dmzp
 IF aggrmh > aggrmq THEN aggrz = aggrmh ELSE aggrz = aggrmq

$i1 = (.667 * aggrz^2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)$
 $i2 = (-148.352 * aggrmh^3 - 9.518 * aggrmh^2 + 460.75 * aggrmh + .0334 * aggrmq^3 - .1 * aggrmq^2 + .1 * aggrmq) / (4.767 * aggrmh^2 - 9.5 * aggrmh + .1 * aggrmq^2 - .2 * aggrmq)$
 GOTO 1

4004 IF (m% AND q% AND r%) = 0 THEN GOTO 4005

IF mps < dmps THEN aggrmq = mps ELSE aggrmq = dmps
 IF mps < dmpb THEN aggrmr = mps ELSE aggrmr = dmpb
 IF aggrmr > aggrmq THEN aggrz = aggrmr ELSE aggrz = aggrmq

$i1 = (-4.167 * aggrmr^3 - 237.5 * aggrmr^2 + 487.5 * aggrmr + .667 * aggrmq^3 - 2 * aggrmq^2 + 2 * aggrmq) / (2.5 * aggrmr^2 - 5 * aggrmr + aggrmq^2 - 2 * aggrmq)$
 $i2 = (.667 * aggrz^2 - 2 * aggrz + 2) / (aggrz - 2)$
 GOTO 1
 4005 IF (j% AND h%) = 0 THEN GOTO 4006
 IF mzp < dmzp THEN aggrjh = mzp ELSE aggrjh = dmzp

$i1 = (.667 * aggrjh^2 - 2 * aggrjh + 2) / (aggrjh - 2)$
 $i2 = i1$
 GOTO 1
 4006 IF (j% AND q%) = 0 THEN GOTO 4007
 IF mzp < dmps THEN aggrjq = mzp ELSE aggrjq = dmps

$i1 = (-37.09 * aggrjq^2 - 2.38 * aggrjq + 115.19) / (1.192 * aggrjq - 2.375)$
 $i2 = (.667 * aggrjq^2 - 2 * aggrjq + 2) / (aggrjq - 2)$
 GOTO 1
 4007 IF (j% AND r%) = 0 THEN GOTO 4008
 IF mzp < dmpb THEN aggrjr = mzp ELSE aggrjr = dmpb

$i1 = (-1.667 * aggrjr^2 - 95 * aggrjr + 195) / (aggrjr - 2)$
 $i2 = (.667 * aggrjr^2 - 2 * aggrjr + 2) / (aggrjr - 2)$
 GOTO 1
 4008 IF (m% AND h%) = 0 THEN GOTO 4009
 IF mps < dmzp THEN aggrmh = mps ELSE aggrmh = dmzp

$i1 = (.667 * aggrmh^2 - 2 * aggrmh + 2) / (aggrmh - 2)$
 $i2 = (-37.09 * aggrmh^2 - 2.38 * aggrmh + 115.19) / (1.192 * aggrmh - 2.375)$
 GOTO 1
 4009 IF (m% AND q%) = 0 THEN GOTO 4010
 IF mps < dmps THEN aggrmq = mps ELSE aggrmq = dmps

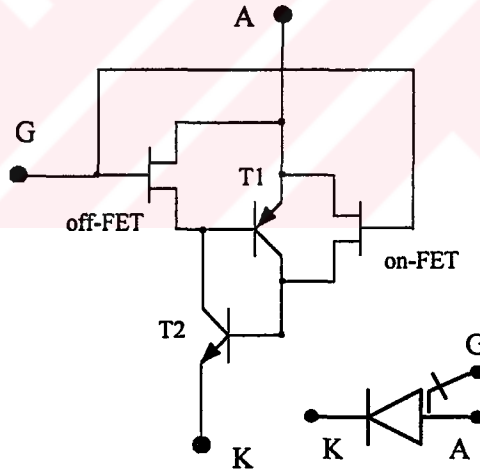
$i1 = (.667 * aggrmq^2 - 2 * aggrmq + 2) / (aggrmq - 2)$
 $i2 = i1$
 GOTO 1
 4010 IF mps < dmpb THEN aggrmr = mps ELSE aggrmr = dmpb

$i1 = (-1.667 * aggrmr^2 - 95 * aggrmr + 195) / (aggrmr - 2)$
 $i2 = (.667 * aggrmr^2 - 2 * aggrmr + 2) / (aggrmr - 2)$
 GOTO 1

Aşağıda MCT hakkında tanıtıcı ve tamamlayıcı nitelikte bilgi verilmiştir [[†],[‡]].

Teknoloji tarihindeki araştırmalarda, enerjinin en akılcı ve verimli şekilde kullanılması hiç bir zaman günümüzdeki kadar önemli olmamıştır. Güç elektroniği ise elektrik enerjisinin dönüştürülmesi ve kullanımına yönelik olarak sunduğu çözümlerle vazgeçilemez bir bilim dalı haline gelmiştir. Güç elektroniğinin uygulama alanlarındaki genişleme ve gelişmeler, yarıiletken anahtarlama elemanlarının da gelişimlerine önayak olarak daha hızlı, güçlü ve verimli elemanların kullanıma sunulmasına yol açmıştır.

Yeni bir anahtarlama elemanı olan MOS kontrollü tristör (Metal Oxide Semiconductor Controlled Thyristor) yani MCT, yarıiletken teknolojisinde atılmış önemli bir adımdır. Tristör ve GTO'nun düşük iletim gerilim düşümü ve dayanıklılığını MOSFET'in kolay sürülebilirliği ve hızı ile birleştirmiştir. Simetrik veya asimetrik blokajlı ve P tip veya N tip olarak farklı türleri vardır. Bu çalışmada, yaygın olarak üretilip kullanılan P tipi MCT incelenecek ve kullanılacaktır. Şekil D.1 de temel MCT eşdeğer devresi ve devre sembolü gösterilmiştir. Eşdeğer devre incelendiğinde elemanın, iyi bilinen iki transistörlü tristör modeline iki adet MOSFET eklenerek oluşturulduğu görülmektedir.



Şekil D.1 MCT'nin eşdeğer devresi

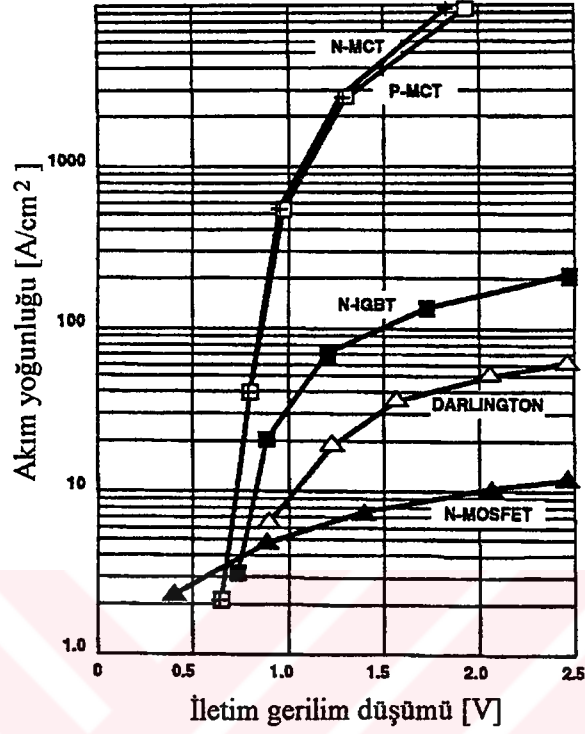
- İletim

P tipi MCT de bir P kanal "on-FET" bir negatif kapı gerilimi ile ilettime geçirilerek alt tarafta bulunan T2 transistörünün bazını sürerek MCT'yi ilettime sokar ve kilitler.

[†] HARRIS SEMICONDUCTOR, MOS Controlled Thyristor User's Guide, (1993)

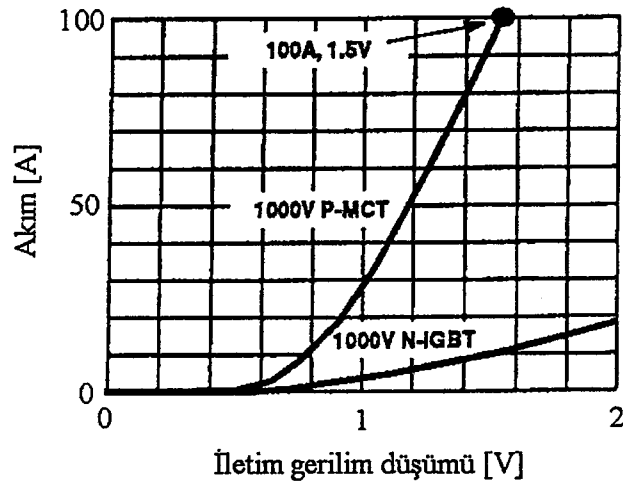
[‡] TEMPLE, V., MOS Controlled Thyristors a New Class of Power Devices, IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 33, No. 10, pp. 1609-1618, October (1986)

Şekil D.2 de 600 V'luk farklı anahtarlama elemanlarına ait akım yoğunluğu ve iletim gerilim düşümü eğrileri verilmiştir.



Şekil D.2 Farklı elemanların iletim gerilim düşümüne göre karşılaştırılması

Şekil D.3 de ise 1000 V'luk bir MCT ve aynı özelliklere sahip bir IGBT gerilim düşümü açısından karşılaştırılmıştır. Buradan görülen aynı gerilim düşümü için MCT'nin IGBT'ye göre 10...15 kat daha büyük akımlar akıtabilmesidir.



Şekil D.3 MCT ve IGBT'nin iletim gerilim düşümüne göre karşılaştırılması

- Kesim

MCT, akım yön değiştiren (normal tristör gibi) veya "off-FET" bir pozitif kapı gerilimi ile ilettime sokulana kadar iletimde kalacaktır. İletime sokulan off-FET, üstteki transistörün (T1) baz emetör terminallerini kısa devre ederek kesime geçmesini sağlar. Bunun sonucunda da MCT kesime geçer.

- MCT İle Diğer Anahtarlama Elemanlarının Karşılaştırılması

Yüksek güçlü devrelerde verim en önemli kriterlerden biridir. Bunun nedeni enerji giderlerini kırmak ve ortaya çıkan kayıp enerjiyi ortama yaymak amacıyla kullanılacak olan soğutucunun boyutlarını, dolayısıyla da sistemi küçültmektir. Bu nedenle iletim ve anahtarlama kayıpları karşılaştırmanın temel büyüklükleri olacaktır.

İletim Gerilim Düşümü

MCT'nin en önemli özelliklerinden biri düşük iletim gerilim düşümüdür. Bu değer, bir IGBT veya BJT'nin gerilim düşümünün yarısı ile üçte biri arasında yani ancak bir diyodunki kadardır. Bir güç MOSFET'inin gerilim düşümü ise tıkama geriliminin üstel bir fonksiyonudur. Örnek olarak 600 V'luk bir anahtar eleman göz önüne alınırsa, birim kırımk alanı için MOSFET'in gerilim düşümü kabaca MCT den 10 kat daha büyüktür. Bunun sonucu olarak yüksek gerilimli MOSFET'ler ancak küçük güçlü uygulamalarda kullanılabilmektedir.

İletime Geçiş Süreci

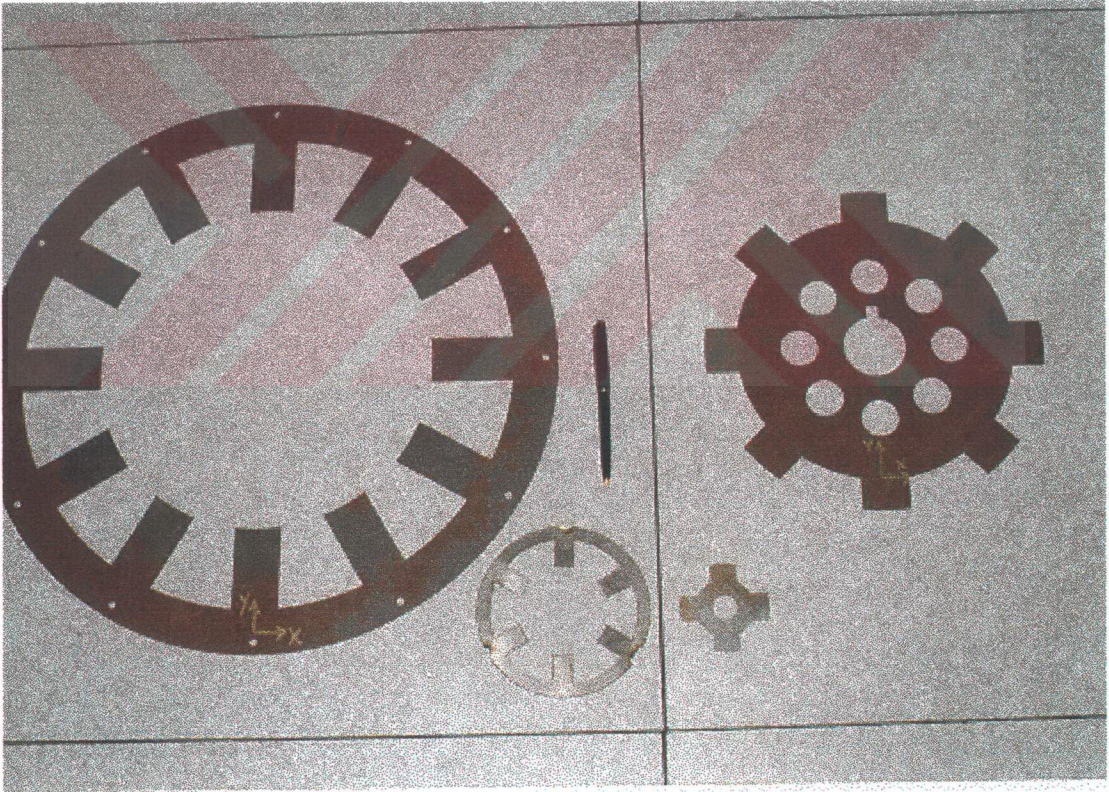
İletime geçiş süreci kapı tarafından başlatılır. Ancak tristörlerde de olduğu gibi, sürekli halde eleman kendi kendisini iletimde tutacaktır. MCT gayet hızlı bir biçimde ilettime geçer ve yüksek di/dt oranlarına ve akım tepelerine düşük bir ilettime geçiş kaybı ile karşı koyabilir. MOSFET'lerin ilettime geçiş süresi ise benzer uygulamalar için daha da küçüktür. Bu nedenle MOSFET'lerin ilettime geçiş kayıpları, iletim kayıpları yanında ihmal edilebilmektedir.

Kesime Geçiş Süreci

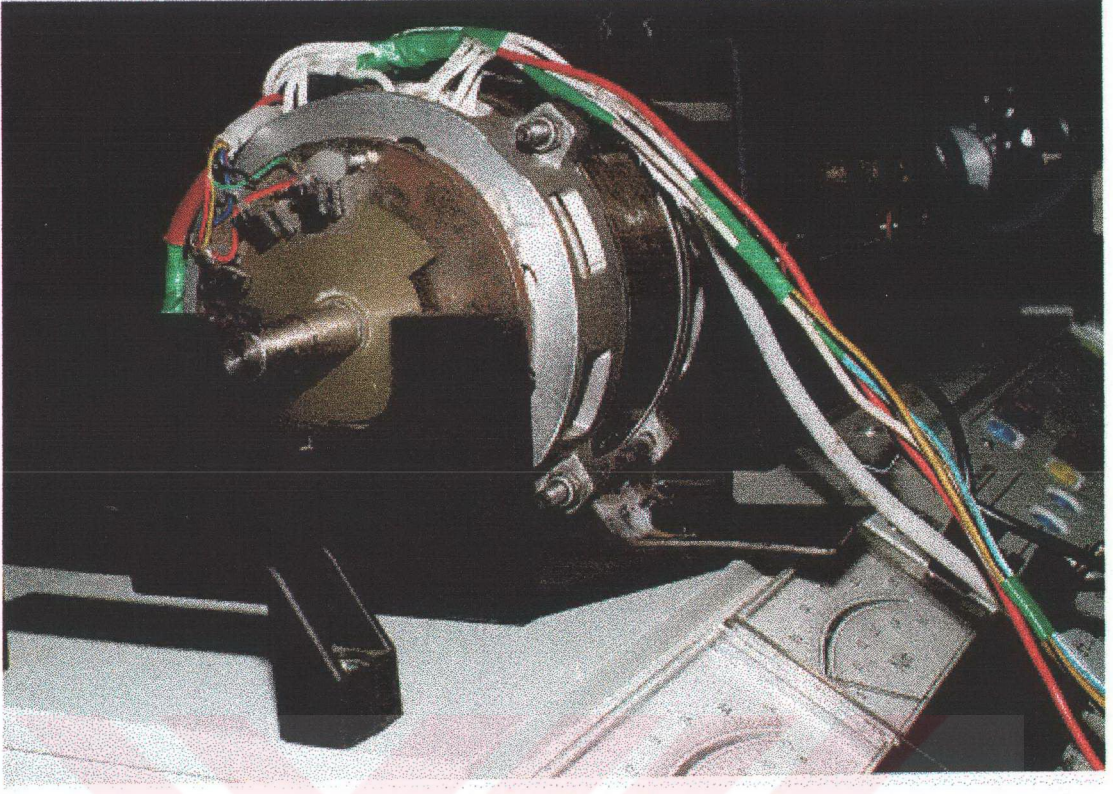
Endüktif karakterli bir devrede, son kuşak IGBT'ler P tipi MCT'lere göre kabaca iki kat daha hızlı olarak kesime gidebilmektedirler. Güç MOSFET'i ise diğer iki elemana göre çok daha hızlı bir biçimde kesime gidebilmektedir.

FOTOĞRAFLAR

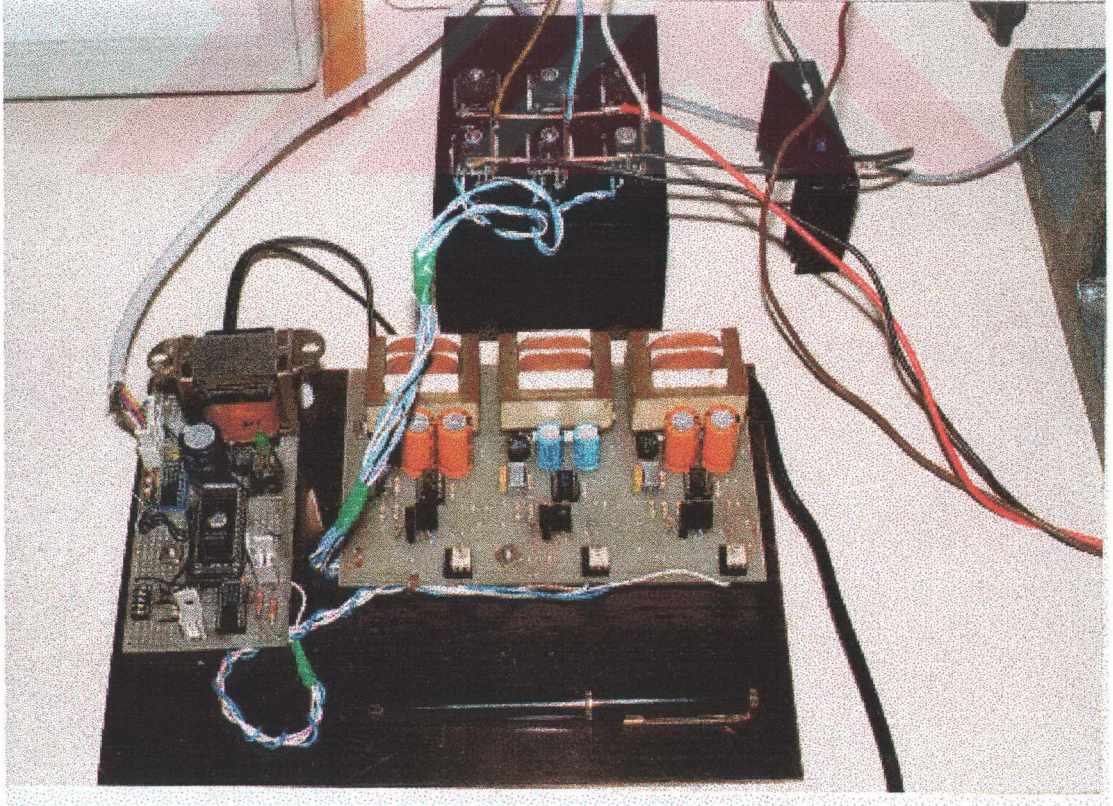
Bu kısımda gerçekleştirilen sisteme ait fotoğraflar gösterilmiştir. Şekil E.1 de tasarlanan ve sadece bir takım kestirilebilen ARM saç kesiti ve bu motorlar gerçekleştirilemediği için deneylerde yerine kullanılan daha küçük güçlü ARM lere ait saç kesitlerine ait fotoğraf verilmiştir. Şekil E.2 de deneylerde kullanılan ARM lerden birinin yakından çekilmiş fotoğrafı verilmiştir. Burada konum algılama düzeni açıkça görülmektedir. ARM ye ait faz seçici ve güç çevirici devreleri Şekil E.3 de gösterilmiştir. Analog/dijital, dijital/analog çeviriciler ve histerizisli karşılaştırıcıların bulunduğu kartlar Şekil E.4 de, Kişisel bilgisayarın genişletme yuvasına uygun olarak gerçekleştirilen 8255 giriş/çıkış kartları ise Şekil E.5 de gösterilmiştir. Son olarak deney düzeneğinin tamamına ait fotoğraf Şekil E.6 da verilmiştir.



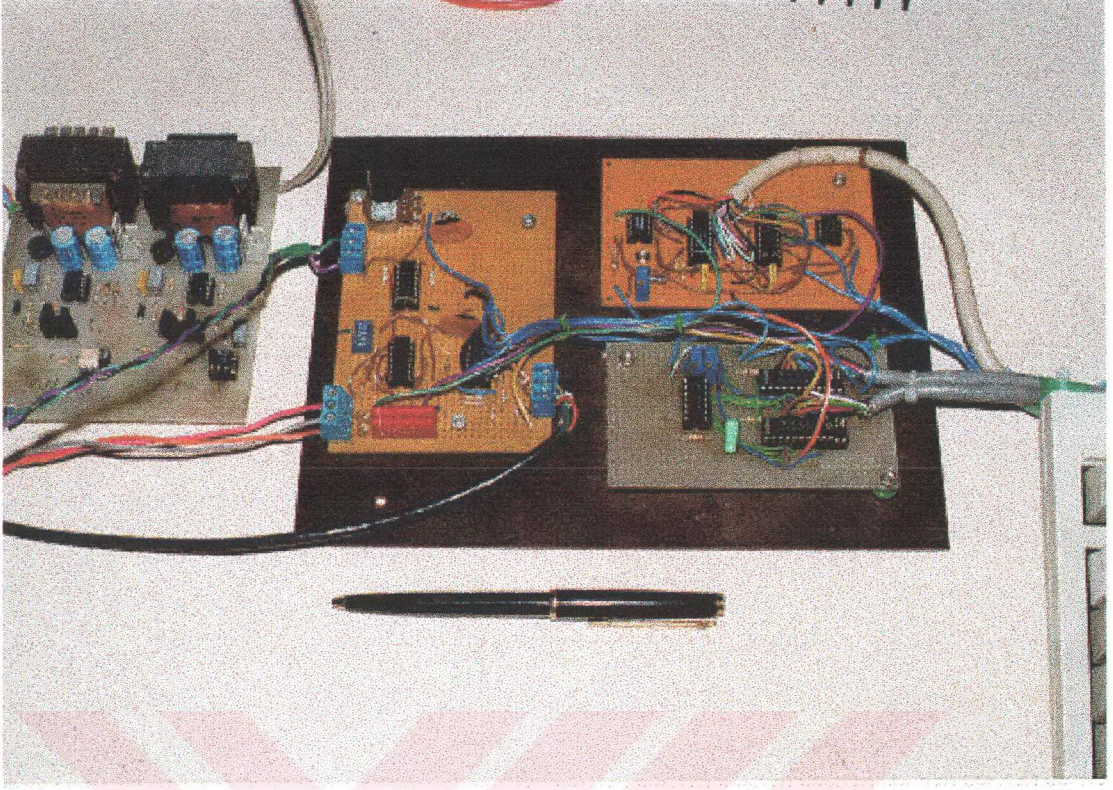
Şekil E.1 Saç kesitleri



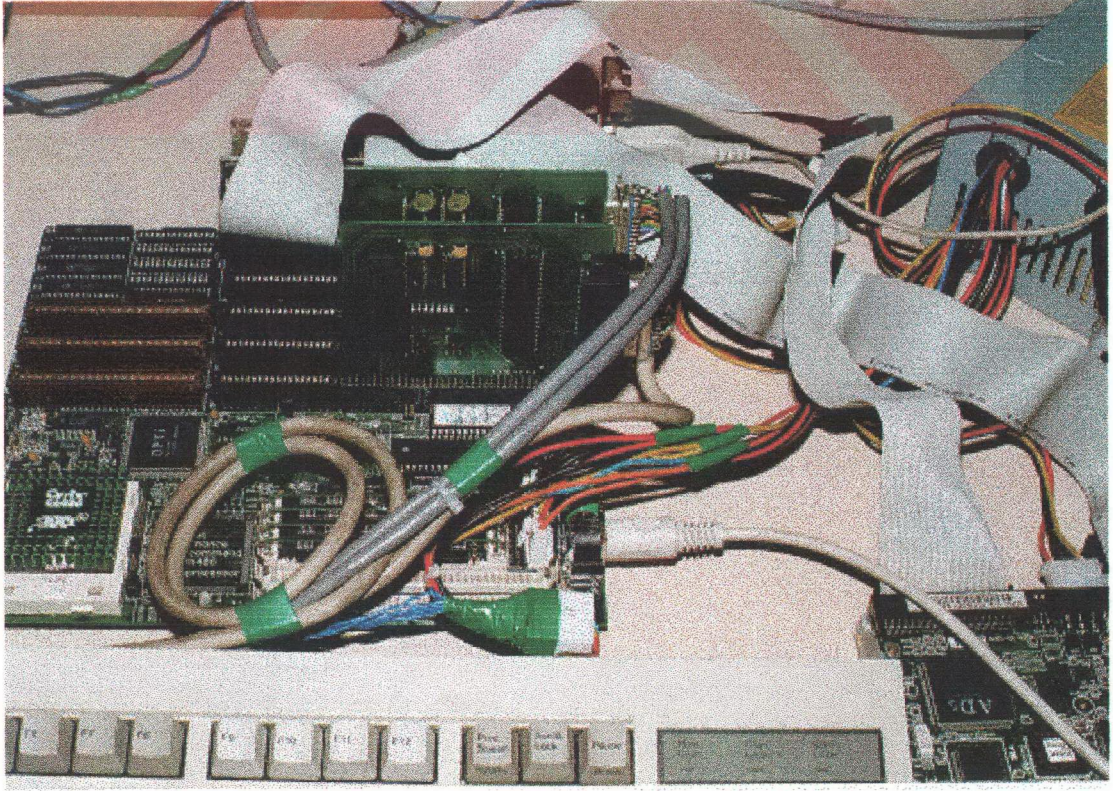
Şekil E.2 ARM ve optik konum algılayıcısı



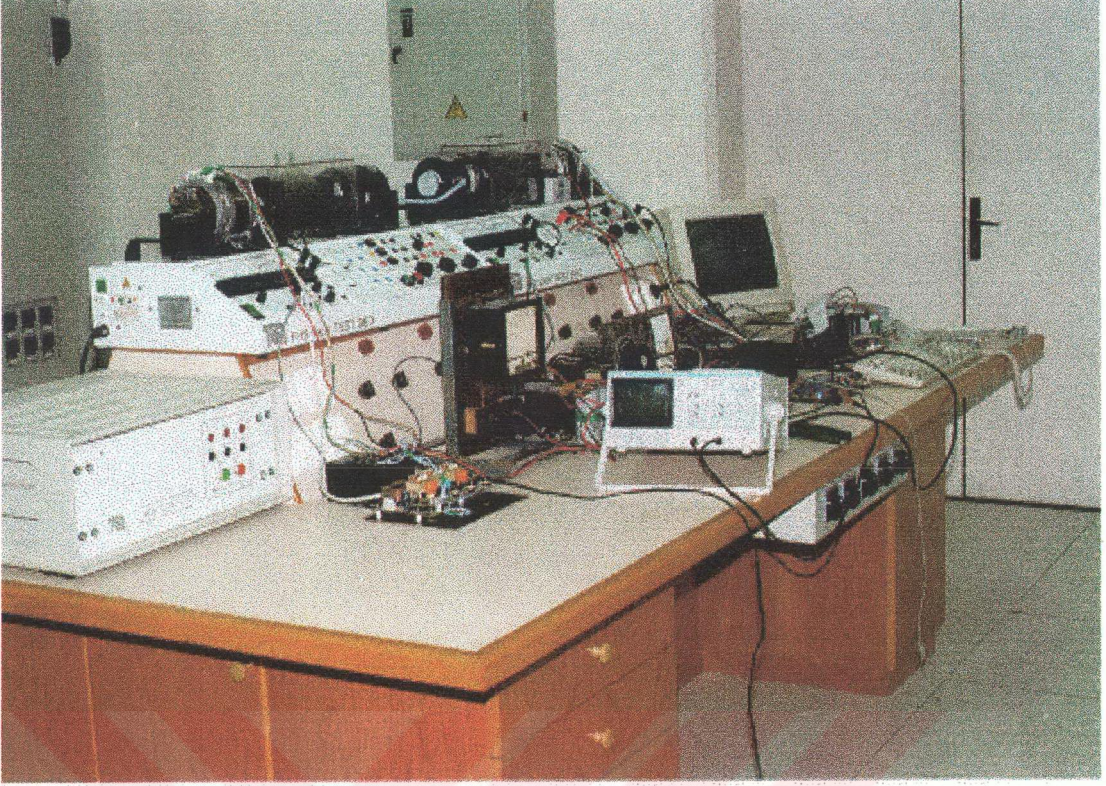
Şekil E.3 Faz seçici ve güç çeviricisi



Şekil E.4 Analog/dijital- dijital/analog çeviriciler ve histerizisli karşılaştırıcı



Şekil E.5 Giriş/çıkış kartları ve kişisel bilgisayarın anakartı



Şekil E.6 Deney düzeneğinin genel görünümü

ÖZGEÇMİŞ

Azmi Demirel, 1966 yılında İstanbul'da doğdu. İlköğrenimini İhsan Sungu İlkokulu, orta öğrenimini Kadıköy Orta Okulu ve lise öğrenimini Haydarpaşa Lisesinde tamamladı. 1984 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde Lisans eğitime başladı. 1988 yılında bu bölümden mezun olup, aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Programında Yüksek Lisans eğitime ve araştırma görevlisi olarak İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü Elektrik Makinaları Anabilim Dalında çalışma hayatına başladı. 1991 yılında Yüksek Lisans eğitimini tamamladı ve aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı ve Programında Doktora eğitime kayıt oldu. Halen araştırma görevlisi olarak çalışma hayatını sürdürmektedir.

