

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ HİBRİT ARAÇLAR VE SÜRME
DEVRELERİ**

Elektrik Mühendisi VOLKAN ERGİNER

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Doç. Dr. M. Hadi SARUL

İSTANBUL, 2009

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	v
KISALTMA LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
ÇİZELGE LİSTESİ	xiii
ÖNSÖZ	xiv
ÖZET	xv
ABSTRACT	xvi
1. GİRİŞ	1
2. ARAÇ MEKANİK SİSTEMİ	6
2.1 Araç Hareketinin Genel Tanımı	6
2.2 Araç Direnç Kuvvetleri	6
2.2.1 Dönme Direnç Kuvveti	6
2.2.2 Aerodinamik Sürüklenme	7
2.2.3 Eğim Direnci	8
2.3 Hızlanma Kuvveti	8
2.4 Aktarma Sistemi Cer Gücü Ve Araç Hızı	8
2.5 Araç Güç Kaynağı ve Aktarma Karakteristikleri	10
2.5.1 Güç Kaynağı Karakteristikleri	11
2.5.2 Aktarma Karakteristikleri	13
3. ELEKTRİKLİ ARAÇ SİSTEMLERİ	16
3.1 Tümü Elektrikli Araçlar	16
3.2 Hibrit Elektrikli Araçlar	17
3.2.1 Seri Hibrit Elektrikli Araçlar	19
3.2.2 Paralel Hibrit Elektrikli Araçlar	20
3.2.3 Seri-Paralel Hibrit Elektrikli Araç	29
3.3 Yakıt Pilli Araçlar	30
4. ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN ELEMANLAR	31
4.1 Bataryalar	31
4.2 Yakıt Pilleri	34
4.3 DC-DC Dönüştürücüler	38
5. İNVERTERLER	49
5.1 Gerilim Kaynaklı İnverterler	49
5.1.1 Kare Dalga İnverter	49
5.1.2 PWM İnverterler	51
5.1.2.1 Sinusoidal PWM İnverter	52

5.1.2.2	Uzay Vektör PWM İnverter.....	55
5.2	Akım Kaynaklı İnverterler.....	61
6.	ELEKTİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN ELEKTRİK MOTORLARI VE SÜRME DEVRELERİ	63
6.1	Asenkron Motorlar ve Sürme Devreleri	63
6.1.1	Asenkron Motorlarda Skaler Kontrol	69
6.1.2	Asenkron Motorlarda Vektör Kontrol	71
6.1.3	Doğrudan Moment Kontrolü	74
6.2	Sabit Mıknatıslı Motorlar ve Sürme Devreleri	78
6.2.1	Sabit Mıknatıslar ve Karakteristikleri.....	81
6.2.1.1	Alnico	84
6.2.1.2	Ferit	84
6.2.1.3	Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar.....	84
6.2.2	Fırçasız DC Motorlar ve Kontrolü.....	85
6.2.2.1	Hız Moment Karakteristiği	89
6.2.2.2	Makine Dinamik Modeli.....	91
6.2.2.3	Geri Besleme Modunda Kapalı Çevrim Hız Kontrolü	91
6.2.2.4	Serbest Geçiş Modunda Kapalı Çevrim Akım Kontrolü.....	92
6.2.2.5	Moment Titreşimi	93
6.2.2.6	Nominal Hızın Üstünde Çalışma.....	94
6.2.2.7	Fırçasız DC Motorun Sensörsüz Kontrolü	95
6.2.2.7.1	Sıfır Geçiş Yöntemi.....	96
6.2.2.7.2	Stator Faz Gerilimi Üçüncü Harmonik Bileşenini Kullanarak Rotor Konumu Tahmini.....	98
6.2.3	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar ve Kontrolü	105
6.2.3.1	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolü.....	106
6.2.3.1.1	Maksimum Moment/Amper Oranı ile Akım Vektörü Kontrolü	112
6.2.3.1.2	Alan Zayıflatma Kontrolü	115
6.2.3.1.3	Gömülü Mıknatıslı Motorun Stator Alan Yönlendirmeli Kontrolü	117
6.2.3.2	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Sensörsüz Kontrolü.....	128
6.2.3.1.1	Terminal Gerilimi ve Akımının Algılanması	128
5.2.3.1.2	Çıkıklık Etkisi.....	130
6.2.3.1.3	Genişletilmiş Kalman Filtresi	133
6.2.3.3	Sabit Mıknatıslı Motorlarda Kullanılan Konum Sensörleri.....	137
6.2.3.2.1	Hall Sensörleri	137
6.2.3.2.2	Optik Enkoder	138
6.2.3.2.3	Analog Çözücü	140

7.	ELEKTRİKLİ ARAÇ İÇİN GÖMÜLÜ MİKNATISLI SENKRON MOTOR VEKTÖR KONTROLÜNÜN SİMULİNK İLE SİMÜLASYONU	142
7.1	Amper Başına Maksimum Moment Kontrolünün Modellenmesi	143
7.2	Simülasyonda Kullanılan Diğer Bloklar ve Dönüşüm Matrisleri.....	144
7.3	Simülasyon Sonuçları	148
8.	SONUÇLAR.....	156
	KAYNAKLAR.....	159
	ÖZGEÇMİŞ.....	162

SİMGE LİSTESİ

B_r	Artık akı yoğunluğu
C_w	Aerodinamik sürüklenme katsayısı
D	Bağıl iletim süresi
f	Frekans
F_{ad}	Aerodinamik sürüklenme kuvveti
F_{cr}	Eğim direnç kuvveti
F_{ro}	Dönme direnç kuvveti
F_t	Tekerlekteki cer kuvveti
F_s^s	Stator magnetomotor kuvveti
H	Manyetik alan şiddeti
H_c	Koersivite
i_a	Stator a fazı akımı
i_b	Stator b fazı akımı
i_c	Stator c fazı akımı
i_g	Dişli kutusu dişli oranı
i_o	Mahruti dişlisi dişli oranı
i_{gn}	n. vites dişli oranı
I_M	Reaktif akım bileşeni
I_T	Aktif akım bileşeni
i_{ds}	Stator d eksenı akımı
i_{qs}	Stator q eksenı akımı
i_{Ds}	Stator D eksenı akımı
i_{Qs}	Stator Q eksenı akımı
L_d	d eksenı endüktansı
L_q	q eksenı endüktansı
L_m	Mıknatıslama endüktansı
L_r	Rotor kaçak ve mıknatıslama endüktansı
m	Modülasyon indeksi
M	Karşıt endüktans
p	Çift kutup sayısı
r_d	Tekerlek yarıçapı
R_s	Stator sargı direnci
ds ve qs	Stator d ve q eksenleri

D_s ve Q_s	Stator D ve Q eksenleri
T_e	Elektromanyetik moment
T_L	Yük momenti
T_R	Rotor sıcaklığı
T_w	Tekerleklerdeki moment
V_c	Bir faza ait ters emk
V_d	DC hat gerilimi
V_s	Stator gerilimi
ω_e	Kaynak açısal frekansı
ω_m	Mekanik hız
ω_r	Rotor elektriksel hızı
μ	Dönme direnç katsayısı
η_t	Güç kaynağından tekerleklerle kadar olan iletimin verimi
ψ_f	Mıknatıs akısı
ψ_s	Stator akısı
ψ_r	Rotor akısı
ψ_{sr}	Nominal momentte stator akısı
δ	Moment açısı
θ_e	Rotor elektriksel açısı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım
AG	Alçak Gerilim
DC	Doğru Akım
DTC	Doğrudan Moment Kontrolü
EMK	Elektromotor kuvvet
GB	Geri Besleme
İYM	İçten Yanmalı Motor
KD	Kare Dalga
MEA	Membran Elektrot Grubu
PEM	Proton Elektrolit Membranlı
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
SG	Serbest Geçiş
SMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
SPWM	Sinusoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
VSI	Gerilim Beslemeli İnverter
YG	Yüksek Gerilim

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Araca etkiyen kuvvetler	6
Şekil 2.2 Araç üzerindeki basınç farkı.....	7
Şekil 2.3 Yokuş tırmanan araca etkiyen eğim direnç kuvveti	8
Şekil 2.4 Aktarma sistemi yapısı	9
Şekil 2.5 Tekerlekteki cer kuvveti ve moment	10
Şekil 2.6 Taşıt uygulamaları için güç kaynağının ideal performans karakteristiği	11
Şekil 2.7 İçten yanmalı motor karakteristiği	11
Şekil 2.8 Elektrik motoru kontrol karakteristiği.....	12
Şekil 2.9 Çok vites redüksiyonlu içten yanmalı motorun hız-cer kuvveti değişimi.....	12
Şekil 2.10 Her vites için aracın ve İYM' nin hız aralıkları	13
Şekil 2.11 İYM'li dört vitesli bir araç ile tek vitesli elektrik motorlu bir aracın cer kuvvetleri	15
Şekil 3.1 Tümü elektrikli araç	16
Şekil 3.2 Hibrit elektrikli araç(1-içten yanmalı motor 2- aktarma 3-elektrik motoru 4-dönüştürücü 5-yakıt tankı 6-bataryalar)	17
Şekil 3.3 Hibrit elektrikli araçta enerji akışı.....	18
Şekil 3.4 Yüke aktarılan güç ve bileşenleri	18
Şekil 3.5 Seri tahrik sistemi konfigürasyonu.....	19
Şekil 3.6 Paralel tahrik sistem konfigürasyonu	21
Şekil 3.7 Moment kuplajı	21
Şekil 3.8 Moment kuplaj araçları	22
Şekil 3.9 İki dişli kutusuna sahip yapı.....	22
Şekil 3.10 Farklı aktarma durumlarında cer kuvveti ve hız karakteristiği	23
Şekil 3.11 Tek dişli kutusuna sahip yapı	24
Şekil 3.12 Kavramsal olarak hız kuplajı.....	24
Şekil 3.13 Uydu dişli ünitesi	25
Şekil 3.14 Uydu dişli ünitesine sahip hibrit elektrikli araç.....	25
Şekil 3.15 Moment ve hız kuplajının beraber bulunduğu uydu dişli üniteli araç yapısı	26
Şekil 3.16 Hız ve moment kuplajlı elektrikli araç yapısı(Toyota Prius)	27
Şekil 3.17 Seri-paralel tahrik sistem yapısı	29
Şekil 4.1 Batarya hücresi.....	31
Şekil 4.2 Batarya devre modeli	32
Şekil 4.3 Yakıt pili yapısı	34
Şekil 4.4 İdeal hücrenin basit eşdeğer devresi.....	35

Şekil 4.5	İç empedansın gösterildiği hücre eşdeğer devresi	36
Şekil 4.6	Elektrolitteki kaçakların gösterildiği hücre eşdeğeri	36
Şekil 4.7	Yakıt pili akım/gerilim karakteristiği	37
Şekil 4.8	Yakıt pilli elektrikli araç yapısı	37
Şekil 4.9	Farklı seviyedeki DC gerilimlerin birbirine bağlanması	38
Şekil 4.10	Prensip olarak PWM tekniği	39
Şekil 4.11	Elektrikli araçta kaskad bağlı güç sistemi	40
Şekil 4.12	Yükseltici izolesiz çift yönlü DC-DC dönüştürücü	41
Şekil 4.13	Düşürücü- yükseltici izolesiz çift yönlü DC-DC dönüştürücü	41
Şekil 4.14	Çift yönlü izoleli DC-DC dönüştürücü	42
Şekil 4.15	Bataryanın şarj olma anında eşdeğer devre	42
Şekil 4.16	Bataryanın şarj olma anındaki temel dalga şekilleri	43
Şekil 4.17	Bataryadan enerji çekilmesi anındaki eşdeğer devre	44
Şekil 4.18	Bataryadan enerji çekilmesi anında temel dalga şekilleri	45
Şekil 4.19	Motor kalkışı için kullanılan eşdeğer devre	46
Şekil 4.20	Motor kalkışındaki temel dalga şekilleri	46
Şekil 4.21	Üç faz izolesiz çift yönlü dönüştürücü	47
Şekil 4.22	Üç faz izolesiz çift yönlü dönüştürücünün akım ve gerilimi	48
Şekil 5.1	Üç fazlı gerilim beslemeli inverter	49
Şekil 5.2	Üç Faz gerilim beslemeli kare dalga inverterin anahtarlama durumları, akım ve gerilim değişimleri	51
Şekil 5.3	SPWM ideal dalga şekilleri a) taşıyıcı ve modülasyon sinyalleri b) 1. anahtarın durumu c) 3. anahtarın durumu d) AC çıkış gerilimi e) AC çıkış akımı	53
Şekil 5.4	Üç fazlı inverterde gerilim sınırları	54
Şekil 5.5	Anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri	55
Şekil 5.6	Uzay vektörlerin gösterimi	56
Şekil 5.7	1. Bölge için üretilen anahtarlama dizini	58
Şekil 5.8	Uzay vektör modülasyonu için ideal dalga şekilleri a) modülasyon sinyalleri b-c) anahtarlama durumları d) AC çıkış gerilimi e) AC çıkış akımı f) DC akım	59
Şekil 5.9	Referans faz gerilim dalgası	60
Şekil 5.10	Üç faz akım kaynaklı inverter topolojisi	61
Şekil 5.11	DC akım kaynağından beslenen inverter	62

Şekil 6.1	İki kutuplu asenkron motor Kesiti.....	64
Şekil 6.2	Stator mmf vektörleri a) her faz pozitif yönde b) $\omega t=0$ anında c) $\omega t=90^0$ anında..	65
Şekil 6.3	Asenkron motorun tek faz sürekli hal eşdeğer devresi (tüm değerler statora indirgenmiş)	66
Şekil 6.4	Gerilim kaynaklı inverter	67
Şekil 6.5	Akım kaynaklı inverter.....	67
Şekil 6.6	Asenkron motor yaklaşık eşdeğer devresi.....	67
Şekil 6.7	Asenkron motor hız moment karakteristiği.....	68
Şekil 6.8	Hız-moment düzleminde dört çalışma bölgesi.....	69
Şekil 6.9	V/f Kontrolünde hız-moment karakteristikleri.....	70
Şekil 6.10	SPWM İnverter ile V/f kontrolü.....	70
Şekil 6.11	a) Giriş referansı ile inverter için gerilim ve frekans referansı üretilmesi b) düşük hızlarda gerilim kompanzasyonu.....	71
Şekil 6.12	Doğrudan vektör kontrol diyagramı	73
Şekil 6.13	Dolaylı vektör kontrol diyagramı	74
Şekil 6.14	Doğrudan moment kontrolü diyagramı	75
Şekil 6.15	1. ve 2. bölgede gerilim vektörlerinin akı ve momente etkisi	77
Şekil 6.16	Elektrikli araçta dolaylı vektör kontrol blok diyagramı	77
Şekil 6.17	Anlık parametre ayarlayan asenkron motor kontrol blok diyagramı	78
Şekil 6.18	Sabit mıknatıslı senkron motor a) yüzey yerleştirmeli mıknatıslı b) gömülü mıknatıslı.....	80
Şekil 6.19	Sabit mıknatıslı motor sürücüsü	81
Şekil 6.20	Sabit mıknatıs malzemelerin demagnetize olma eğrileri	81
Şekil 6.21	Stator ve rotorda akı yolu	82
Şekil 6.22	Mıknatısların çalışma noktası.....	83
Şekil 6.23	Fırçasız DC motorda stator sargı dağılımı	85
Şekil 6.24	Fırçasız DC motor eşdeğer devresi ve konverter devresi.....	86
Şekil 6.25	Stator faz gerilim ve akım dalgaları	87
Şekil 6.26	PWM akım kontrol modunda dalga şekilleri	88
Şekil 6.27	Normalize hız moment karakteristiği	90
Şekil 6.28	PWM geri besleme modunda kapalı çevrim hız kontrolü.....	92
Şekil 6.29	PWM serbest geçiş modunda kapalı çevrim akım kontrolü.....	93
Şekil 6.30	Titreşimli bileşenleri içeren moment.....	94
Şekil 6.31	Nominal hızın üzerindeki hız moment karakteristikleri.....	95

Şekil 6.32	İnverterden beslenen motor ile S3 ve S2 anahtarlarının iletimde olduğu durumda eşdeğer devre	96
Şekil 6.33	Nötr ve terminal gerilimi kesişiminden anahtarlama noktası P' nin algılanması	97
Şekil 6.34	Fırçasız DC motoru besleyen inverter	99
Şekil 6.35	Fırçasız DC motorda trapezoidal ters emklar	99
Şekil 6.36	Anahtarlama fonksiyonlarının tespitine ilişkin dalga şekilleri	101
Şekil 6.37	Potansiyel transformatörleri ile sıfır-sequence stator gerilim izlemesi	102
Şekil 6.38	Üç özdeş harici direnç ile sıfır sequence stator geriliminin izlenmesi	102
Şekil 6.39	SMSM stator sargılarında endüklenen ters emk dalgaları	105
Şekil 6.40	Stator eksen takımında akım kontrolü yoluyla moment çevrimi ile hız kontrolü	106
Şekil 6.41	Yüzey yerleştirmeli motorun sürekli hal tek faz eşdeğer devresi	107
Şekil 6.42	Sabit mıknatıslı motor vektör kontrol şeması	108
Şekil 6.43	Alan zayıflatma kontrolünü gösteren fazör diyagramı	109
Şekil 6.44	Hız-moment karakteristiği	109
Şekil 6.45	Senkron hızda dönen d-q eksen takımında gömülü mıknatıslı motorun eşdeğer devresi	111
Şekil 6.46	Sabit moment yörüngeleri ile maksimum moment/amper yörüngesi	113
Şekil 6.47	Maksimum moment/amper kriteri için momentin fonksiyonu olarak stator akım bileşenleri	114
Şekil 6.48	Maksimum moment/amper oranı için hız kontrol sistemi (sabit moment bölgesi) (Bose, 2002)	114
Şekil 6.49	Kare dalga gerilim limiti elipsi ile alan zayıflatma modunda çalışma	116
Şekil 6.50	Sabit moment ve alan zayıflatma bölgeleri için hız kontrol sistemi	117
Şekil 6.51	Sürücü hız-moment karakteristiği	118
Şekil 6.52	Moment ile stator akısı değişimi programı	119
Şekil 6.53	Gömülü mıknatıslı motor fazör diyagramı	119
Şekil 6.54	Aktif ve reaktif akım arasındaki ilişkiyi gösteren akım programı	121
Şekil 6.55	Sabit moment bölgesinde alan yönlendirmeli vektör kontrol blok diyagramı	122
Şekil 6.56	Vektör dönüşümü ile yardımcı akım kontrol yöntemi	123
Şekil 6.57	Sabit güç bölgesinde kontrol blok diyagramı	124
Şekil 6.58	VD ve HB akım kontrolörü ile kare dalga kontrolün gerçekleştirilmesi	125
Şekil 6.59	PWM ve kare dalga modları arasındaki geçiş diyagramı	126
Şekil 6.60	Hız-moment eğrisinde PWM-kare dalga geçişi	126

Şekil 6.61	Yüzey yerleştirmeli mıknatıslı makine fazör diyagramı	129
Şekil 6.62	Yüzey yerleştirmeli motorun sensörsüz vektör kontrolü	129
Şekil 6.63	Rotor konumu ile faz senkron endüktanslarının değişimi.....	132
Şekil 6.64	Fırçasız DC motor enine kesiti.....	137
Şekil 6.65	Fırçasız DC motor sürücü devresi	138
Şekil 6.66	Fırçasız DC motor kontrolü için hall sensörü çıkışları ve ters emk dalgaları	138
Şekil 6.67	Binary kodlu disk	139
Şekil 6.68	a) Dört kutuplu bir makine için oluklu disk b) Enkoder dalgaları	140
Şekil 6.69	Çözücü-dijital dönüştürücülü analog çözücü	141
Şekil 7.1	Gerçekleştirilen simülasyonun blok diyagramı	142
Şekil 7.2	Gömülü mıknatıslı senkron motor modeli	142
Şekil 7.3	dq eksen takımında akım fazör diyagramı	143
Şekil 7.4	Rotorda tanımlı d-q eksen takımı	145
Şekil 7.5	Simülasyon kontrolör kısımları	146
Şekil 7.6	Simülasyonun uzay vektör modülasyonu kısmı	147
Şekil 7.7	Motor açısal hızı değişimi	148
Şekil 7.8	Motor momenti değişimi	149
Şekil 7.9	Motor gücü değişimi	149
Şekil 7.10	Araç hızı değişimi	150
Şekil 7.11	Tekerleklerle uygulanan momentin değişimi	150
Şekil 7.12	Farklı yol koşullarında motor açısal hızı değişimi	151
Şekil 7.13	Farklı yol koşullarında motor momentinin değişimi	152
Şekil 7.14	Farklı yol koşullarında motor gücünün değişimi	152
Şekil 7.15	Farklı yol koşullarında araç hızının değişimi	153
Şekil 7.16	Farklı yol koşullarında tekerleklerle uygulanan momentin değişimi	153
Şekil 7.17	Farklı yol koşullarında i_d akımı referansı ve motora verilen i_d akımının ortalama değeri	154
Şekil 7.18	Farklı yol koşullarında i_q akımı referansı ve motora verilen i_q akımı değeri	154
Şekil 7.19	Farklı yol koşullarında motora uygulanan faz akımları değişimleri	155
Şekil 7.20	Farklı yol koşullarında motora uygulanan faz akımlarının 0.7-0.8 sn. arasındaki değişimleri	155

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 1.1 Elektrikli araçların temel özellikleri.....	2
Çizelge 1.2 Bazı elektrikli araçlar ve kullanılan elektrik motorları	5
Çizelge 4.1 Elektrikli araç batarya özellikleri	32
Çizelge 5.2 İnverterde anahtarlama konumuna bağlı olarak V_{Ds} ve V_{Qs} çıkış gerilimleri	57
Çizelge 6.1 Anahtarlama vektörü seçim tablosu	76

ÖNSÖZ

Bu çalışmada hibrit elektrikli araç türlerinin yapısal özellikleri, araçlarda kullanılan bileşenler ve ağırlıklı olarak sabit mıknatıslı motorlar olmak üzere araçlarda kullanılan elektrik motorları ve kontrol yöntemleri incelendi. Ayrıca Simulink programında sabit mıknatıslı senkron motor kontrolü simülasyonu yapıldı.

Bütün tez çalışmam süresince yardımlarını esirgemeyen, bana yol gösteren ve beni destekleyen tez danışmanım ve hocam Sayın Doç. Dr. M. Hadi SARUL' a teşekkürlerimi sunarım.

ÖZET

Çevre duyarlılığı, petrole olan bağımlılığın azaltılması için elektrikli araçlara olan ilgi ve bu konudaki teknolojik gelişmeler her geçen gün daha da artmaktadır. Hibrit elektrikli araçların piyasada mevcut olmasının yanı sıra yakıt pilli araçlar üzerinde de çalışmalar devam etmektedir.

Tümü elektrikli araçların menzil, batarya şarjı, ağırlık gibi olumsuz yönlerini yenebilmek için hibrit elektrikli araçlar geliştirilmiştir. Hibrit elektrikli araçlar, temelde birden fazla enerji kaynağına sahip olan ve bunlardan en az birinin elektrik enerjisi sağladığı araçlardır. Bu araçlar, kendi içinde farklı yapısal özelliklere sahip olabildiği gibi; kullanılan elektrik motoru da ihtiyaca göre farklılık göstermektedir. Doğru akım motorlarının düşük verim ve bakım gereksinimi gibi olumsuz özellikleri, elektrikli araçlarda asenkron motorların ve sabit mıknatıslı motorların kullanımının yaygınlaşması sonucunu doğurmuştur. Özellikle de yüksek verimleri nedeniyle sabit mıknatıslı motorlar her geçen gün daha çok kullanılır hale gelmiştir.

Bu çalışmada elektrikli araç türleri, farklı yapısal özelliklere sahip hibrit elektrikli araçların özellikleri ve elektrikli araçlarda kullanılan temel bileşenler ayrıntılı şekilde ele alınmıştır. Aracın önemli bileşenlerinden olan DC-DC dönüştürücüler farklı yapılarla ele alınarak etraflıca incelenmiş ve çift yönlü çalışabilen izolasyonlu bir dönüştürücünün en uygun çözüm olduğu sonucuna varılmıştır. Daha sonra elektrikli araçlarda kullanılan elektrik motorları ve bunların kontrol yöntemleri, özellikle sabit mıknatıslı motorlara ağırlık verilerek incelenmiştir. Motor sürme devresinin omurgasını oluşturan inverterler ve inverterlerin farklı çalışma durumları incelenmiş, araç uygulamaları için alan zayıflatma bölgesinde çalışmanın son derece önemli olmasından dolayı kare dalga çalışma ile uzay vektör modülasyonu detaylı şekilde ele alınmıştır. Son olarak da bir araçta kullanılmak üzere seçilmiş sabit mıknatıslı bir senkron motorun “amper başına maksimum moment” kontrol yöntemiyle simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyon neticesinde aracın farklı yol durumlarında hız, moment, güç ve akım değerleri elde edilmiştir. Sonuçta stator akımı q eksen bileşeninin momenti oluşturan temel bileşen olduğu ve momentin polaritesini belirlediği, diğer taraftan d eksen bileşeninin ise momentten bağımsız olarak daima negatif değer aldığı ve ihtiyaç halinde relüktans momenti oluşturarak moment oluşumuna katkı sağladığı görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Sabit mıknatıslı senkron motor, hibrit elektrikli araç, Simulink modeli

ABSTRACT

Environmental sensitivity, interest in electric vehicles to reduce dependency for oil and also technologic developments in this area are growing every day. As well as hybrid electric vehicles are in the market, researches on fuel cell vehicles are also going on.

To overcome pure electric vehicles' poor features like range, battery charge and weight hybrid vehicles have been developed. Hybrid electric vehicles are basically vehicles that have more than one energy source that at least one of them provides electric energy. These vehicles have different topologies in themselves and the electric motor that is used in the vehicle can be different according to the needs. Poor features of DC motors like low efficiency and maintenance requirement make induction motors and permanent magnet motors' usage area wider. Especially with their high efficiencies permanent magnet motors have been more preferable day after day.

In this thesis, electric vehicle types, features of hybrid vehicles that have different topologies and fundamental components that are used in electric vehicles have been mentioned with details. DC-DC converters which is one of the most important components of the vehicle has been analysed in detail with different topologies and it has been decided that a bidirectional, isolated converter is the most suitable solution. Then electric motors that are used in vehicles, especially permanent magnet motors, and their control methods have been analysed. Inverters that are the most important part of the motor drive circuits and their different operation modes have been analysed; because of the importance of the field weakening mode for vehicular applications, square wave operation and space vector modulation have been analysed in detail. At last a permanent magnet synchronous motor that is chosen for a vehicle has been simulated with maximum torque per ampere control. With the results of the simulation; velocity, torque, power and current values of the vehicle have been found for different road conditions. As a result it has been seen that stator current q axis component is the fundamental component that generates torque and it determines the polarity of torque. On the other hand it has been seen that d axis component is always negative independently from torque and if required it provides reluctance torque.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, hybrid electric vehicle, Simulink model.

1. GİRİŞ

Emisyonlar üzerinde artan ciddi düzenlemeler, yakıt ekonomisi, küresel ısınma gerek üreticiler gerek tüketiciler için elektrikli araçları her geçen gün daha cazip hale getirmektedir. Elektrikli araç, içten yanmalı motor yerine elektrik motoruyla hareket ettirilen araç şeklinde tanımlanır. Tarihte ilk elektrikli araçlara 1830' lu yıllarda rastlanmaktadır. Bu devirdeki elektrikli araçlarda kullanılan bataryalar şarj edilemez türdendir. Elektrikli araçlar ancak 19. yüzyılın sonlarında şarj edilebilir bataryaların geliştirilmesi ile nispeten daha geniş bir kullanım alanı bulabilmiştir. Motor çalışmasının optimizasyonu ve frenleme anında kinetik enerjinin geri kazanımı ile konvansiyonel araçlara göre daha verimli çalışan elektrikli araçlar prizden şarj edilerek aracın özelliklerine bağlı olarak yaklaşık 30-60 km yol kat edebilir. Yakıt pilli araçlar ise elektrik üretmek için yakıt olarak hidrojeni kullanırlar ve bu araçlar sıfır emisyonlu araçlar olarak nitelendirilirler. Hidrojenin elde edilmesi, depolanması ve yakıt pilleri ile ilgili diğer teknik sınırlar nedeniyle yakıt pilli araçlar yaygın kullanım alanına sahip değildir. Günümüzde piyasada geniş kullanım alanı bularak elektrikli araç piyasasını canlı tutan araçlar hibrit elektrikli araçlardır.

Klasik fosil yakıtlı bir araçta içten yanmalı motor, dişli kutusu ve iletim için spesifik enerji yaklaşık 1800 Wh/kg' dır (fosil yakıttan elde edilen enerjinin dişli kutusu milindeki kullanılabilir kısmı). Spesifik enerji kilogram başına düşen enerji olarak tanımlanır. Bir elektrikli araçta ise kurşun-asit bataryadan elde edilen enerjinin mildeki kullanılabilir değeri 27 Wh/kg' dır (Larminie, 2003). Bu elektrikli araçların yaygınlaşması önündeki engellerden biridir. Elektrikli aracın klasik fosil yakıtlı bir araçla aynı mesafeyi gitmesi için gereken enerjiyi sağlamak amacıyla ihtiyacı olan batarya ağırlığı içten yanmalı motorlu aracın ihtiyacı olan petrolün ağırlığından çok daha fazladır. Diğer önemli engeller ise bataryaların pahalı olması ve klasik bir aracın yakıt deposu birkaç dakikada dolarken batarya şarjının saatler almasıdır.

20. yüzyılın ikinci yarısında bataryalı elektrikli araçların açmazlarından kurtulabilmek için hibrit araç teknolojisi geliştirilmiştir. Bu teknoloji zararlı gaz emisyonlarını sıfıra indirmese de en aza düşürmekte ve aracı şarj sistemlerinden bağımsız hale getirmektedir. Bunlarla birlikte hibrit elektrikli araçların yüksek maliyetleri, araçtaki yüksek değerli gerilime bağlı olarak ortaya çıkan güvenlik meseleleri, yüksek akımlı ve yüksek frekanslı anahtarlamalardan kaynaklanan elektromanyetik girişim problemleri de hibrit elektrikli araçların sıkıntılı taraflarıdır. 1997 yılında Japonya'da Toyota firmasının Prius modeli ile gerçek anlamda ilk defa modern hibrit elektrikli araç geliştirilerek pazara sunulmuştur. Emisyonları sıfıra indiren

ve bataryaların problemlerini aşan yakıt pili teknolojisi de elektrikli araçlarda kullanılmak amacıyla günümüzde de üzerinde çalışılan ve geliştirilmekte olan bir teknolojidir.

Çizelge 1.1’ de elektrikli araçlarla ilgili temel bilgiler verilmiştir.

Çizelge 1.1 Elektrikli araçların temel özellikleri

Elektrikli Araç Türü	<i>Bataryalı Elektrikli Araç</i>	<i>Hibrit Elektrikli Araç</i>	<i>Yakıt Pili Elektrikli Araç</i>
Cer	Elektrik Motoru	Elektrik Motoru İçten Yanmalı Motor	Elektrik Motoru
Enerji Sistemi	Batarya Ultrakapasitör	Batarya Ultrakapasitör İçten Yanmalı Motor-Generatör	Yakıt Pili
Enerji Temini	Elektrik Şebekesi	Benzin İstasyonları Elektrik Şebekesi	Hidrojen
Karakteristik	Sıfır Emisyon Yüksek Enerji Verimi Petrolde Bağımsız Düşük Menzil Yüksek Maliyet Ticari Olarak Mevcut	Çok Düşük Emisyon Konvansiyonel Araçlara Göre Ekonomik Yakıt Tüketimi Yüksek Menzil Petrole Bağımlı Konvansiyonel Araçlara Göre Yüksek Maliyetli Ticari Olarak Mevcut	Sıfır Emisyon Yüksek Enerji Verimi Petrolde Bağımsız Tatmin Edici Menzil Yüksek Maliyet Ar-Ge Çalışmaları Devam Ediyor
Temel Meseleler	Batarya ve Batarya Yönetimi Şarj Tesisleri Maliyet	Birden Fazla Enerji Kaynağının Kontrolü, Optimizasyonu ve Yönetimi Batarya Boyutlandırması ve Yönetimi	Yakıt Pili Maliyeti, Ömrü ve Güvenilirliği Hidrojen Altyapısı

1898 yılında Porsche' nın ürettiği ikinci arabası hibrittir. Bu araçta içten yanmalı motor generatöre mekanik enerji sağlamış, generatör de tekerlek merkezlerinde bulunan elektrik motorlarını beslemiştir.

20. asrın ilk yıllarında binlerce elektrikli ve hibrit elektrikli araç üretilmiştir. 1903 yılında Krieger şirketi tarafından yapılan araçta bataryayı desteklemek için benzinli bir motor kullanılmıştır.

Yine 1900 yılında, Belçikalı otomobil üreticisi Pieper, 3,5 beygir gücünde “voiturette” adlı aracını üretmiştir. Araçta bir benzinli motor bir elektrik motoru ile beraber çalıştırılmıştır(Chan, 2005).

1904 yılında, Henry Ford benzinli araçların gürültü, titreşim ve koku gibi problemlerinin üstesinden gelerek düşük fiyatlı ve hafif, benzinli araçlar üretmeye başlamıştır. Henry Ford' un montaj hattı ve kendinden startlı içten yanmalı motorun gelişiyle 1920 yılına kadar hibrit araçlarda çok ciddi bir gerileme olmuştur.

Buna karşın 1970' li yıllarda petrol fiyatındaki artışla birlikte elektrikli araçlara olan ilgi de yeniden artmıştır.

1997 yılında ilk modern hibrit elektrikli araç Toyota Prius' un Japonya' da satışa çıkmasıyla birlikte sektör yeni bir yola girmiştir. İki yıl sonra Amerika' da ilk hibrit araç satışı Honda Insight ile gerçekleşmiştir. Bu iki araçtan sonra da Honda Civic Hybrid piyasaya sürülmüştür. Zaman içinde yirminin üzerinde hibrit elektrikli araç modeli pazarda yer edinmiştir.

Araçta tekerleklerle mekanik enerji aktararak aracın hareket etmesini sağlayan elektrik motoruna cer motoru denir. Elektrikli araçların tasarımında en önemli noktalardan biri uygun cer motorunun tespitidir. Bu işlem, kullanıcının beklentilerine, aracın limitlerine ve enerji kaynağına bağlı olduğu için zor bir süreçtir. Elektrikli araçlarda temel olarak DC motorlar, sabit mıknatıslı motorlar, asenkron motorlar ve anahtarlamalı relüktans motorları kullanılır. Taşıt uygulamalarında elektrik motorlarından temel beklentiler, yüksek moment ve güç yoğunluğu, sabit moment ve sabit güç bölgesini kapsayan geniş hız aralığı, yüksek verim, güvenilirlik, sağlamlık ve düşük maliyettir.

DC motorlar, kontrollerinin kolay ve hız-moment karakteristiğinin cer ihtiyacına iyi cevap vermesi nedeniyle elektrikli araçlarda kullanılmaktadırlar. Fakat DC motorların büyük hacimli yapıları, düşük verimleri, bakım gereksinimleri bu motorların kullanımını oldukça azaltmıştır.

Asenkron motorlar basit, dayanıklı ve geniş hız aralığına sahip makinalardır. Vektör kontrol

yöntemleri ile DC motorlar gibi etkin bir şekilde kontrol edilebilirler. Rotordaki bakır kayıplarından dolayı sabit mıknatıslı motorlara göre verimleri daha düşüktür. Yine bu sebeple asenkron motorlar aynı güç ve hızdaki sabit mıknatıslı motorlara göre daha büyük hacimlidirler. Bunların yanında asenkron motorların, düşük güç faktörlü olmaları nedeniyle de elektrikli araçlardaki uygulamaları da azalma eğilimindedir.

Sabit mıknatıslı motorların ağırlıkları az hacimleri küçüktür. Dolayısıyla yüksek moment yoğunluğuna sahiptirler, verimleri yüksektir. Fakat sabit mıknatıslı makinaların hız aralığı düşüktür. Endüvi reaksiyonu etkisinin az olması nedeniyle alan zayıflatma bölgesindeki hız aralığı düşüktür. Gömülü mıknatıslı motorlarda endüvi reaksiyonu nispeten daha yüksektir. Ayrıca inverter iletim açısının değiştirilmesi ile de nominal hızın üstünde çalışma aralığı arttırılabilir. Bu makinalarda özellikle yüksek hızlarda rotordaki mıknatıslar nedeniyle yüksek bir ters emk endüklenir. Motoru besleyen inverter üretilen bu ters emk' ya dayanabilir olmalıdır. Sabit mıknatıslı motorlar yeni üretilen araçlarda daha da geniş kullanım alanı bulmakta olan bir motor çeşididir.

Anahtarlama relüktans motorları da elektrikli araç uygulamaları için üzerinde çalışılan bir motor türüdür. Yapıları basittir, dayanıklıdır, çok yüksek hızlara çıkabilirler, kontrolleri kolaydır. Diğer yandan bu motorların gürültülü olması, momentteki titreşim, terminalde aşırı akım dalgalanmaları gibi dezavantajları da vardır. Anahtarlama relüktans motorları elektrikli araçlarda henüz yaygın kullanım alanı bulamamakla birlikte, gelecekte problemlerinin üstesinden gelinmesiyle satışa sunulan araçlarda daha fazla kullanılacağı düşünülmektedir.

Bir elektrikli araçta hangi motorun kullanılacağı daha önce de belirtildiği gibi esas itibariyle kullanıcının talepleri tarafından belirlenir. Yukarıda cer sistemi için bahsedilen tüm özellikler arasında en önemli iki tanesi, geniş hız aralığı ve enerji verimliliğidir. Fakat günlük kullanımda araçta yüksek hız ve hızlanma bağlamında ekstrem koşullarda çalışma çok nadir gerçekleşir. Bu nedenle sabit mıknatıslı senkron motor asenkron motorun karşısına çok ciddi bir rakip olarak çıkmıştır. Bu bağlamda bazı otomobil üreticileri bu iki motorun avantajlarını birleştirmeye çalışmışlardır. General Motors' un ürettiği Sequel adlı araçlarda ön tekerleklerin tahriki için bir asenkron motor arka tekerleklerin tahriki için iki adet sabit mıknatıslı motor kullanılmıştır(Chan, 2005).

Çizelge 1.2' de üretilmekte olan elektrikli araçlardan bir kısmında kullanılan elektrik motorları gösterilmiştir.

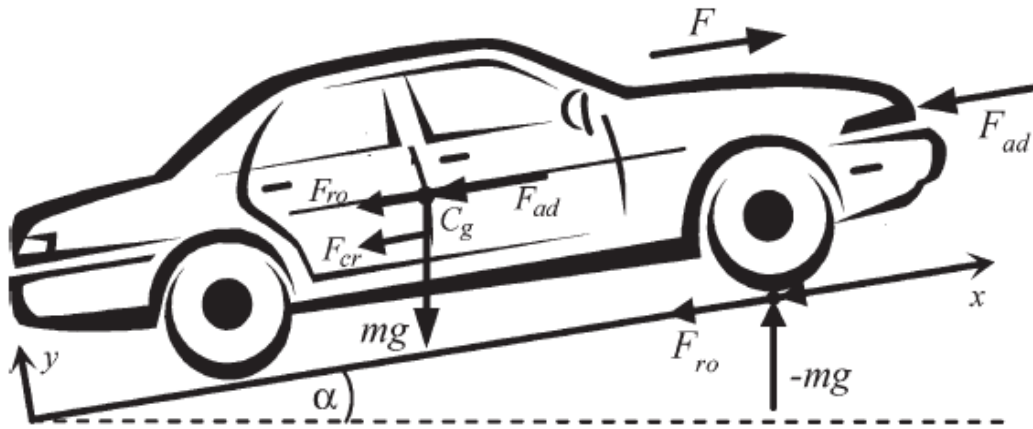
Çizelge 1.2 Bazı elektrikli araçlar ve kullanılan elektrik motorları (Zeraoulia vd., 2005)

Model	Elektrik Motoru
 PSA Peugeot-Citroen / Berlingo (Fransa)	DC Motor
 Holden / ECommodore (Avustralya)	Anahtarlamalı Relüktans Motoru
 Nissan/Tino (Japonya)	SMSM
 Honda / Insight (Japonya)	SMSM
 Toyota/Prius (Japonya)	SMSM
 Renault/Kangoo (Fransa)	Asenkron Motor
 Chevrolet/Silverado (ABD)	Asenkron Motor
 DaimlerChrysler/Durango (Almanya/ABD)	Asenkron Motor
 BMW/X5 (Almanya)	Asenkron Motor

2. ARAÇ MEKANİK SİSTEMİ

2.1 Araç Hareketinin Genel Tanımı

Şekil 2.1’ de yokuş tırmanan bir araca etkiyen kuvvetler görülmektedir. Aracın lastikleri ve yol yüzeyi arasında aracı hareket ettiren cer kuvveti F_t ile gösterilir. Bu kuvvet içten yanmalı motor ve/veya elektrik motoru tarafından üretilen momentin aktarma organı üzerinden tekerleklerle ulaştırılması ile meydana gelir. Araç hareket ederken, aracı durdurmaya çalışan direnç kuvvetleri de vardır. Bu direnç kuvvetleri genellikle, lastiklerin dönme direnç kuvveti, aerodinamik sürüklenme ve yokuş direncinden meydana gelir.



Şekil 2.1 Araca etkiyen kuvvetler(Haddoun vd., 2007)

Newton’ un 2. yasasına göre ivme aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\sum F_t - \sum F_r}{\delta m} \quad (2.1)$$

Burada V araç hızını, $\sum F_t$ toplam cer kuvvetini, $\sum F_r$ toplam direnç kuvvetini, m aracın toplam kütesini, δ ise kütle faktörünü(güç aktarma organlarındaki dönen bileşenlerin etkisi) göstermektedir.

Denklemden de görülmektedir ki hız ve ivme; cer kuvveti, direnç ve araç kütesine bağlıdır.

2.2 Araç Direnç Kuvvetleri

2.2.1 Dönme Direnç Kuvveti

Dönme direnç kuvveti(F_{ro}) lastiklerin yol ile temas eden yüzeylerinin yassılaştırmadan ileri gelir.

$$F_{ro} = \mu \cdot m \cdot g \cdot \cos \alpha \quad (2.2)$$

Burada μ dönme direnç katsayısını gösterir. Bu katsayı, araç hızına, lastik basıncı ve tipine, yol yüzeyine bağlıdır ve 0.01 ile 0.3 arasında bir değer alır. μ katsayısı hız ile arttığı gibi, dönüş manevraları yapıldığında da artar(Haddoun vd., 2007).

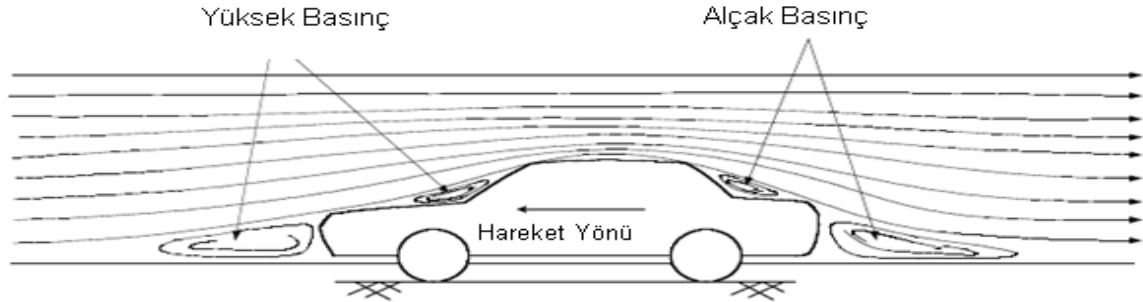
Araç performansının hesaplanması gereken durumlarda μ katsayısı hızın lineer bir fonksiyonu gibi düşünülerek hesaplanabilir. Asfalt yolda, lastik basıncının yeteri kadar olduğu durum için binek arabalarına ait μ katsayısı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\mu = 0.01(1 + V/100) \quad (2.3)$$

Denklemdaki V simgesi araç hızını gösterir. Birimi km/sa' tır. Bu eşitlik, yaklaşık olarak 128 km/sa hıza kadar geçerlidir(Ehsani vd., 2005).

2.2.2 Aerodinamik Sürüklenme

Belli bir hızda giden araca hava, aracın hızını engelleyici yönde bir kuvvet uygular. Bu, temel olarak iki bileşenin sonucudur; basınç farkı ve yüzey sürtünmesi. Araç ilerlerken önündeki havayı iter. Hava aracın üzerinden aracın arkasına doğru hemen akamaz ve aracın ön yüzeyinde yüksek basınç oluşturur. Bununla birlikte aracın arka yüzeyinde de hava, aracın ileri yöndeki hareketinden dolayı oluşan boşluğu hemen dolduramaz. Bu da aracın arkasında alçak basınç oluşturur. Yüksek basınç aracı iterken, alçak basınç da aracı çeker.



Şekil 2.2 Araç üzerindeki basınç farkı (Ehsani vd., 2005)

Aerodinamik sürüklenme, hızın bir fonksiyonudur.

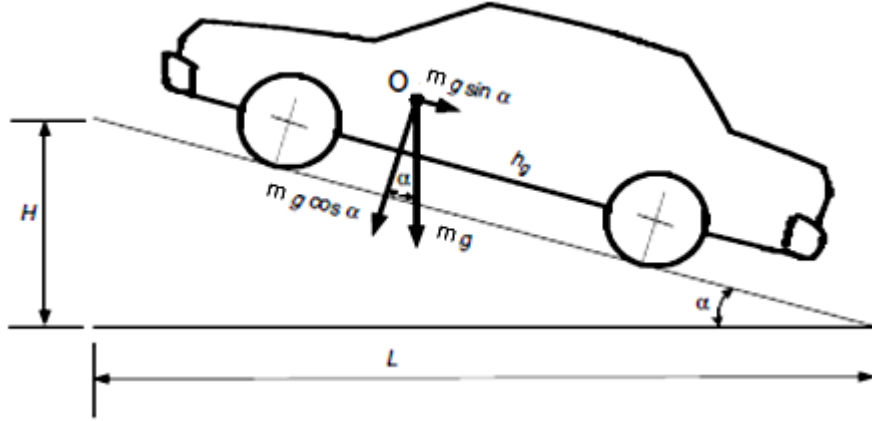
$$F_{ad} = 1/2 \cdot \varepsilon \cdot C_w \cdot A_f \cdot (v + v_o)^2 \quad (2.4)$$

Bu eşitlikte ε hava yoğunluğunu, C_w aerodinamik sürüklenme katsayısını(aracın şekline bağlıdır, $0.2 < C_w < 0.4$), A_f araç ön yüzeyinin alanını, v araç hızını, v_o rüzgar hızını(aracın ile aynı yönde ise (-)işaretili, araç yönü ile ters yönde ise (+) işaretli) göstermektedir (Haddoun vd., 2007).

2.2.3 Eğim Direnci

Yolun eğim durumuna göre eğim direnci de araca etkir. Yokuş tırmanırken bu kuvvet pozitif, yokuş aşağı inerken ise negatif işaretlidir.

$$F_{cr} = \pm mg \sin \alpha \quad (2.5)$$



Şekil 2.3 Yokuş tırmanan araca etkiyen eğim direnç kuvveti (Ehsani vd., 2005)

2.3 Hızlanma Kuvveti

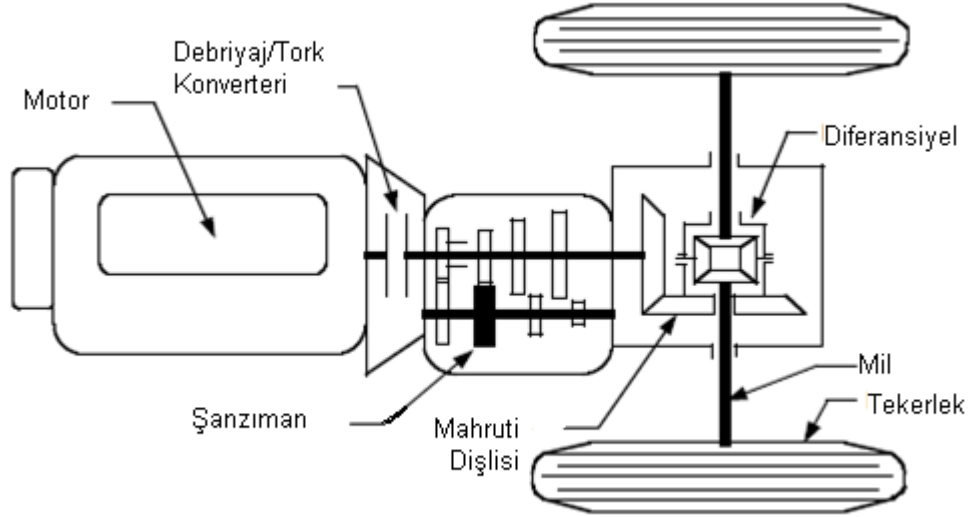
Eğer araç hızı değişiyorsa araca, yukarıda bahsedilen direnç kuvvetlerinin dışında bir kuvvet daha uygulamak gerekir. Bu kuvvet araca lineer bir hızlanma sağlayacaktır.

$$F_{la} = m.a \quad (2.6)$$

Burada kuvvet birimi Newton, kütle birimi kilogram, ivmenin birimi ise m/s^2 dir.

2.4 Aktarma Sistemi Cer Gücü Ve Araç Hızı

Bir aracın aktarma sistemi şekil 2.4' te görüldüğü gibi bir güç kaynağı (içten yanmalı motor ya da elektrik motoru), manuel vitesli arabalarda bir kavrama ya da otomatik vitesli arabalarda bir moment dönüştürücü, bir dişli kutusu, mahruti dişlisi, diferansiyel, aks ve tekerleklerden oluşur. Güç kaynağından gelen moment ve açısal hız, kavrama/moment dönüştürücüsü, dişli kutusu, mahruti dişlisi, diferansiyel ve aks üzerinden tekerleklere aktarılır.



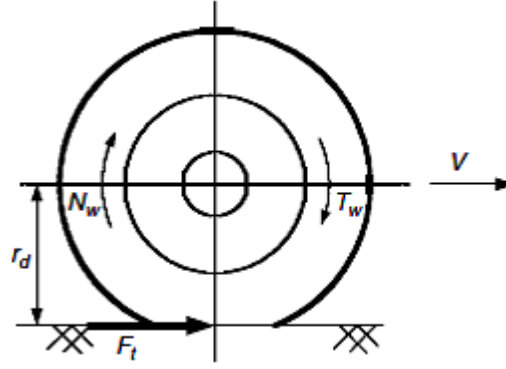
Şekil 2.4 Aktarma sistemi yapısı (Ehsani vd., 2005)

Kavrama, manuel vitesli araçlarda dişli kutusunun güç kaynağına akuple olmasını ya da güç kaynağından ayrılmasını sağlar. Moment konverteri otomatik vitesli araçlarda bulunan hidrokinematik bir aygıttır, sürekli değişken dişli oranıyla kavrama görevi görür. Dişli kutusu güç kaynağından aldığı mekanik gücü, güç kaynağının hız-moment karakteristiği ve aracın gereksinimlerine göre farklı dişli oranları kullanarak çıkışa aktarır. Mahruti dişlisi ise şanzımandan aldığı mekanik gücü diferansiyel ve aks aracılığıyla tekerleklere aktarır.

Güç kaynağından iletilen momentin, tekerleklerdeki ifadesi aşağıdaki eşitlikte verilmiştir.

$$T_w = i_g \cdot i_o \cdot \eta_t \cdot T_p \quad (2.7)$$

Bu denklemde i_g dişli kutusu dişli oranını (N_i/N_o), i_o mahruti dişlisi dişli oranını, η_t güç kaynağından tekerleklere kadar olan iletimin verimi ve T_p güç kaynağı çıkışındaki momenti göstermektedir.



Şekil 2.5 Tekerlekteki cer kuvveti ve moment (Ehsani vd., 2005)

Şekil 2.5’ te görülen tekerlekteki cer kuvveti aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$F_t = T_w / r_d \quad (2.8)$$

$$F_t = i_g \cdot i_o \cdot \eta_t \cdot T_p / r_d \quad (2.9)$$

Dişler arasındaki ve rulmandaki sürtünme aktarma sisteminde kayıplara sebep olur. Aşağıdaki değerler çeşitli bileşenlerin tipik verimleridir. Aracın güç kaynağından tekerleklere kadar olan aktarımı bir bütün şeklinde düşündüğümüzde bu aktarımın verimi %85-90 seviyelerindedir. Çok yüksek redüksiyon oranlarında ise verim %75-80 seviyelerine kadar düşer. (Ehsani vd., 2005)

Tekerleğin dönme hızı aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$N_w = N_p / i_g \cdot i_o \quad (2.10)$$

Burada N_p güç kaynağı çıkışındaki dönüş hızını (devir/dakika) ifade eder.

Tekerlek merkezinin ötelenme hızı ise(arac hızı) aşağıdaki şekilde tanımlanır. Hızın birimi m/sn’ dir.

$$V = \pi \cdot N_w \cdot r_d / 30 \quad (2.11)$$

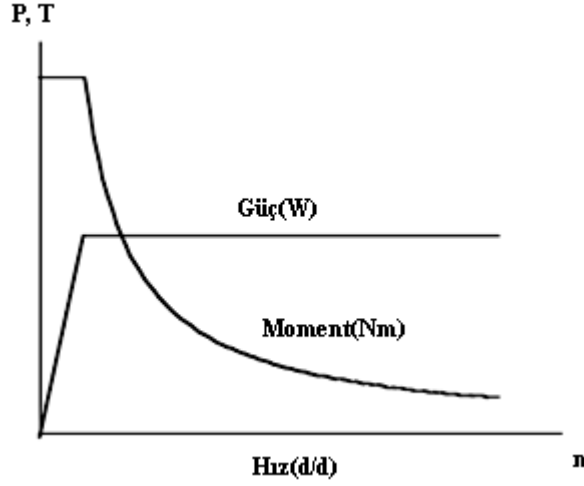
$$V = \pi \cdot N_p \cdot r_d / 30 \cdot i_g \cdot i_o \quad (2.12)$$

2.5 Araç Güç Kaynağı ve Aktarma Karakteristikleri

Aracın maksimum cer kuvvetine ulaşmasını sınırlayan iki unsur vardır. Birincisi yol yüzeyi ile lastiğin temas ettiği noktanın destekleyebileceği maksimum cer kuvveti, diğeri ise güç kaynağı momentinin aktarma yolundaki dişli oranları neticesinde sağlayabileceği cer kuvvetidir. Esas itibariyle performansı sınırlayan ikinci unsurdur. Bir aracın performansını tespit edebilmek için güç kaynağı ve aktarma karakteristiklerinin incelenmesi gerekir.

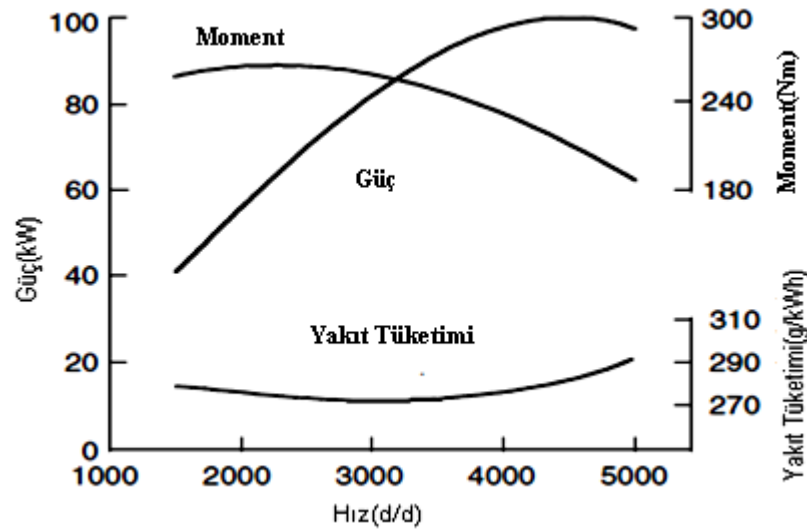
2.5.1 Güç Kaynağı Karakteristikleri

Taşıt uygulamaları için güç kaynağının ideal karakteristiği, tüm hızlarda sabit güçtür. Bu nedenle moment hızla birlikte şekil 2.6’ da görüldüğü gibi hiperbolik olarak değişir.

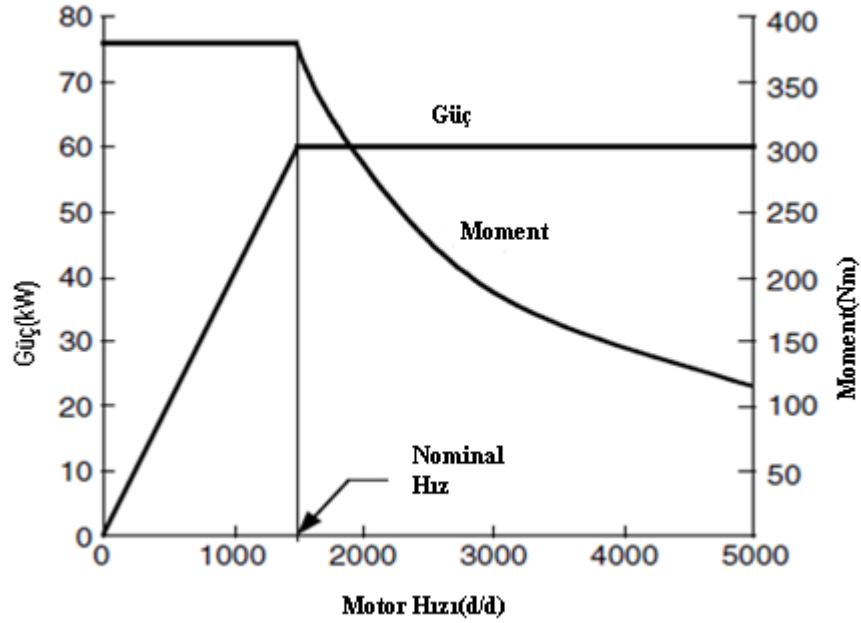


Şekil 2.6 Taşıt uygulamaları için güç kaynağının ideal performans karakteristiği(Zeraoulia vd., 2005)

Adezyon, iki yüzeyin birbiriyle yapışması; farklı moleküller arasındaki çekim kuvveti anlamlarına gelir. Düşük hızlarda, lastik ve yol yüzeyi arasındaki adezyonun ortadan kalkmaması için momentin belli bir değerde olması istenir (Ehsani vd., 2005). Bu karakteristik, kalkış anı; tırmanma ya da yük çekmek gibi düşük hızlı uygulamalarda yüksek moment sağlar. Şekil 2.7 ve 2.8’ de benzinle çalışan içten yanmalı motor ve elektrik motorunun karakteristikleri görülmektedir.

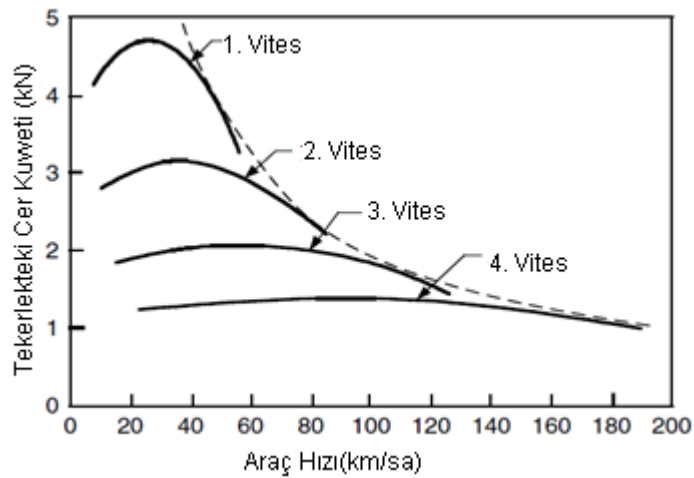


Şekil 2.7 İçten yanmalı motor karakteristiği (Ehsani vd., 2005)



Şekil 2.8 Elektrik motoru kontrol karakteristiği (Ehsani vd., 2005)

İçten yanmalı motorun karakteristiği idealden hayli uzaktır. Maksimum momente orta hızlarda ulaşır. Güç maksimum değerine oldukça yüksek hızlarda ulaşır. Bu noktadan sonra moment, hızın artmasıyla çok daha hızlı bir şekilde düşer. Bu da içten yanmalı motorun gücünün bu noktadan sonra düşmesi sonucunu doğurur. Taşıt uygulamalarında içten yanmalı motor için maksimum izin verilebilir hız, maksimum güçteki hızın biraz üstündeki bir değer olarak belirlenir. Şekil 2.7' den de görüldüğü gibi içten yanmalı motor ideal karakteristik ile karşılaştırıldığında düz bir hız-moment karakteristiğine sahiptir. Bunu değiştirmek için şekil 2.9' da görüldüğü gibi çok vitesli redüksiyon gerekir.

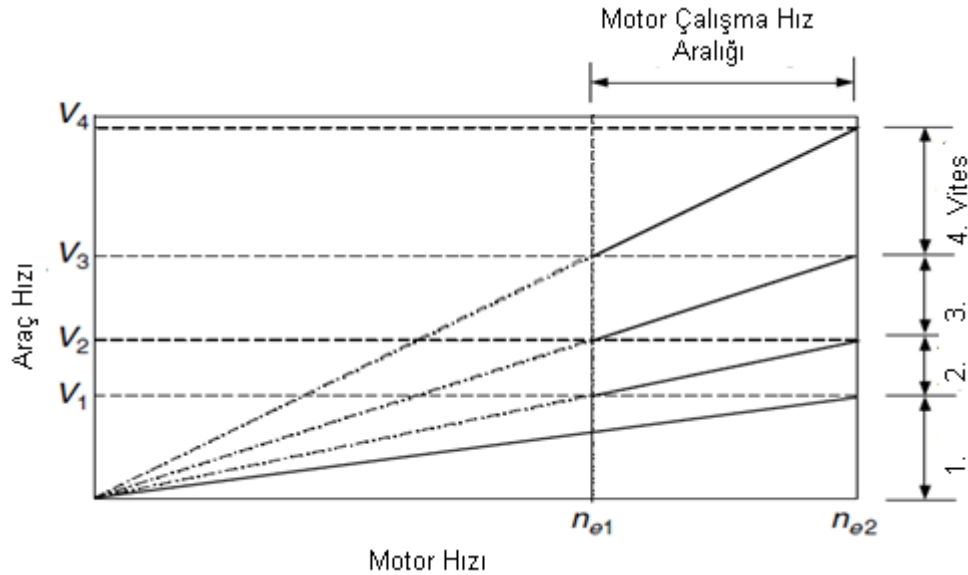


Şekil 2.9 Çok vites redüksiyonlu içten yanmalı motorun hız-cer kuvveti değişimi (Ehsani vd., 2005)

Elektrik motoru ise şekil 2.8’ de görüldüğü gibi genel olarak ideale daha yakın bir hız-moment karakteristiğine sahiptir. Elektrik motorları sıfır hızdan itibaren çalışmaya başlarlar. Hız nominal değere kadar arttığında gerilim anma değerine kadar yükselir, akı ise bu arada sabit kalır. Nominal hızın üstünde ise gerilim sabit kalırken akı zayıflatılır. Bunun sonucunda güç sabit kalırken moment hızla birlikte hiperbolik olarak düşer. Elektrik motorunun hız-moment karakteristiği ideale yakın olduğu için genellikle bir ya da iki vitesli redüksiyon kullanılır.

2.5.2 Aktarma Karakteristikleri

Bir aracın aktarma gereksinimleri güç kaynağı karakteristiklerine ve aracın performans ihtiyacına bağlıdır. Aktarma ifadesi burada güç kaynağından alınan gücü tekerleklere ileten tüm sistemi ifade eder. Aktarma, kavrama; vites kutusu; mahruti dişlisi ve akstan oluşur. Vites kutusu, binek arabaları için 3-5, ağır taşıtlar içinse daha fazla redüksiyon oranına sahiptir. En yüksek vitesin dişli oranı aracın maksimum hız ihtiyacına göre belirlenir. Diğer taraftan en düşük vitesin dişli oranı da maksimum cer kuvveti ihtiyacına göre belirlenir. En düşükten ve en büyük vitese kadar tüm dişli oranlarında içten yanmalı motorun hep aynı hız aralığında çalışması istenir. Bu hem içten yanmalı motorun performansının hem de yakıt tüketiminin optimum seviyede olması için arzu edilir. Bu yaklaşım şekil 2.10’ da görülmektedir.



Şekil 2.10 Her vites için aracın ve İYM’ nin hız aralıkları (Ehsani vd., 2005)

Dört vitesli bir sistem için aşağıdaki ifadeler yazılır.

$$\frac{i_{g1}}{i_{g2}} = \frac{i_{g2}}{i_{g3}} = \frac{i_{g3}}{i_{g4}} = K_g \quad (2.13)$$

$$K_g = \sqrt[3]{\frac{i_{g1}}{i_{g4}}} \quad (2.14)$$

Burada, i_{g1} , i_{g2} , i_{g3} , i_{g4} sırasıyla 1., 2., 3. ve 4. vitesin dişli oranlarıdır. Bu oranlar vitesin en büyük değeri için i_{gn} (dişli oranı en küçük), vites en küçük değeri için i_{g1} (dişli oranı en büyük) olarak ifade edilirse ve vites sayısı n_g biliniyorsa K_g faktörü aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$K_g = \sqrt[n_g-1]{\frac{i_{g1}}{i_{gn}}} \quad (2.15)$$

$$i_{gn-1} = K_g \cdot i_{gn}$$

$$i_{gn-2} = K_g^2 \cdot i_{gn}$$

.

.

.

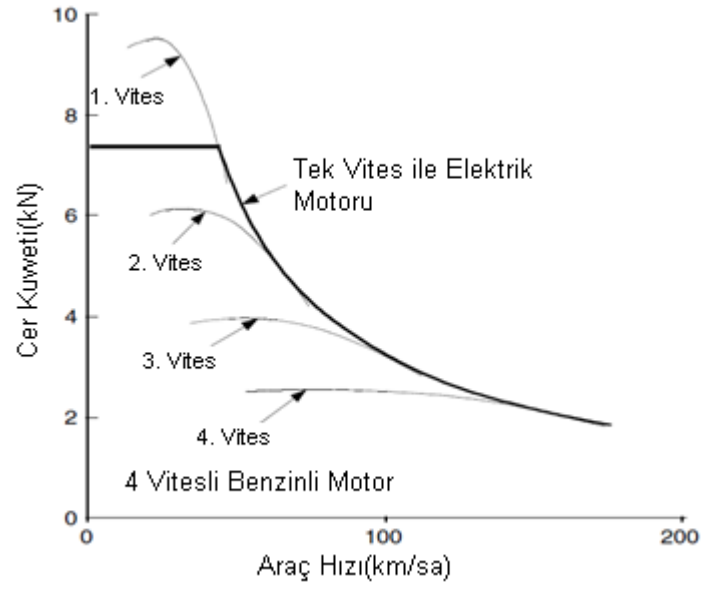
$$i_{g1} = K_g^{n_g-1} \cdot i_{gn} \quad (2.16)$$

Aracın değişen trafik koşullarına uyum sağlayabilmesi için yüksek viteslerdeki dişli oranları birbirine daha yakın seçilir. Bu durumda,

$$\frac{i_{g1}}{i_{g2}} > \frac{i_{g2}}{i_{g3}} > \frac{i_{g3}}{i_{g4}} \quad (2.17)$$

bağıntısı geçerli olur.

Şekil 2.11' de dört vitesli içten yanmalı motorlu bir aracın cer kuvveti ve tek vitesli bir elektrikli aracın cer kuvveti görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi elektrik makinalarının hız moment karakteristikleri arzu edilen performansı tek vites ile sağlamaktadır.



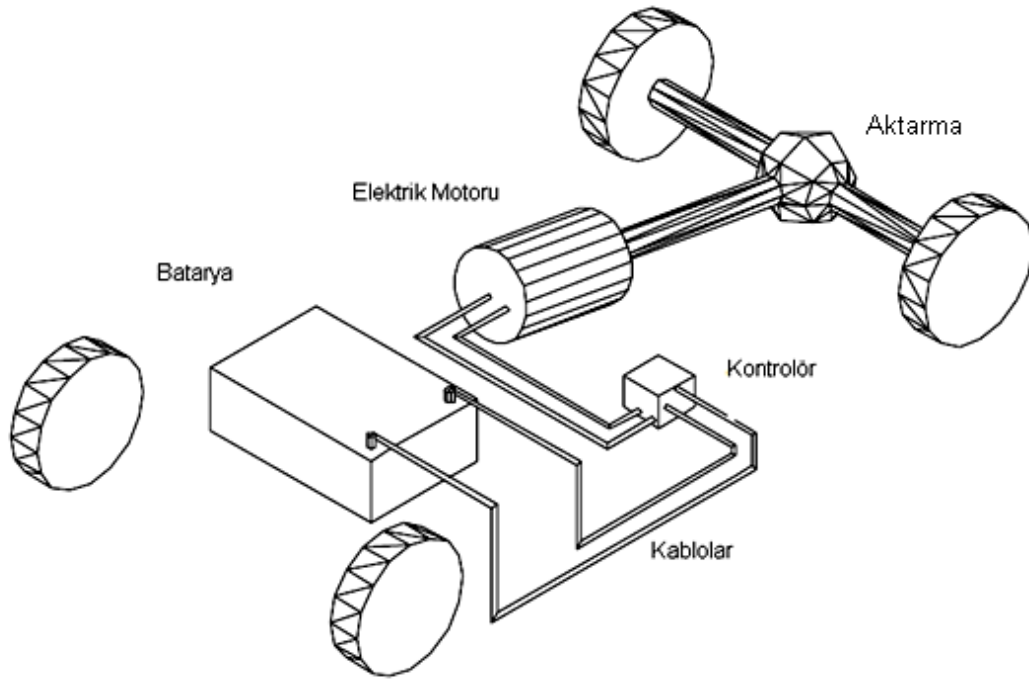
Şekil 2.11 İYM' li dört vitesli bir araç ile tek vitesli elektrik motorlu bir aracın cer kuvvetleri (Gao, 2005)

3. ELEKTRİKLİ ARAÇ SİSTEMLERİ

Elektrikli araçlarda, araç içerisine yerleştirilmiş enerji üretim, dağıtım ve tahrik sistem elemanları birlikte çalışmaktadır. Sistem içerisindeki elemanların birbirine bağlanma şekillerine ve enerji akışındaki farklılıklarına göre tahrik sistem yapısı tanımlanmıştır. Elektrikli araçlarda üç farklı tahrik teknolojisi vardır. Bunlar bataryalı elektrikli araç (tümü- elektrikli), birden fazla tahrik gücüne sahip (örneğin elektrik motoru ve İYM) hibrit elektrikli araçlar ve bataryalı ya da bataryasız yakıt pilli araçlardır.

3.1 Tümü Elektrikli Araçlar

Şekil 3.1’ de görülen bu araçların yapısı aslında karmaşık değildir. Araç, enerji kaynağı olarak kullanılan bir batarya, bir motor ve bir kontrolörden oluşmaktadır. Bu yapıda bataryalar dışarıdan şarj edilirler. Ayrıca dört bölgeli çalışma ile motorun rejeneratif frenlemesi yoluyla bataryaların şarj edilmesi de arzu edilir.



Şekil 3.1 Tümü elektrikli araç (Larminie, 2003)

Bu tip araçlarda ana güç kaynağına ek olarak yardımcı güç kaynağı da bulunmaktadır. Elektrik motorunun dönmesi için gerekli olan elektriksel enerji bataryalardan elde edilmektedir. Bunun yanında tümü elektrikli araçlarda ana bataryaya ilave yardımcı güç kaynağı olarak ikinci bir batarya veya süperkapasitör kullanılabilir. Bu yardımcı güç kaynakları pik çalışma koşulları altında, örneğin bir yokuşu tırmanırken veya ivmelenirken

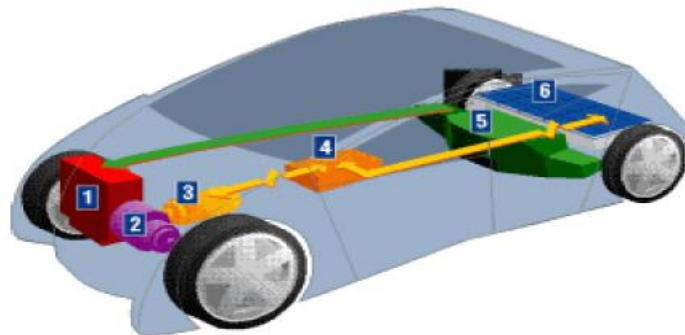
kısa periyotlar için yüksek güç sağlayabilmektedirler. Yüksek enerji yoğunluğu uzun sürüş menzili, yüksek güç yoğunluğu ise ivmelenme ya da yokuş tırmanma ihtiyacını karşılayan tasarım parametreleridir. Bu durumun etkisi öncelikle yüksek enerji, düşük güç yoğunluğuna sahip batarya tipleri için önemlidir. Örneğin Alüminyum-hava bataryalar 220 Wh/kg gibi yüksek enerji yoğunluğunun yanında, 30 W/kg gibi düşük bir güç yoğunluğuna sahiptirler. İyi bir ivmelenme veya tırmanma performansı için yüksek güç yoğunluğuna ihtiyaç duyulması durumunda yüksek güç yoğunluğuna sahip yardımcı güç kaynağına başvurulur.

Yüksek bir ivmelenme için son yıllarda prototip tümü elektrikli araçlarda yardımcı güç kaynağı olarak süper kapasitörler de kullanılmaktadır. Mevcut süper kapasitörlerin enerji yoğunluğu yaklaşık 15 Wh/kg civarında olmasına rağmen güç yoğunluğu 1 kW/kg' dır. Yürütülen çalışmalarda önümüzdeki yıllarda bunun 4 kW/kg değerine çıkarılması hedeflenmektedir(Ünlü vd., 2003).

Tümü elektrikli araçlar sıfır emisyonlu araçlardır ve çok sessiz çalışırlar. Fakat bunun yanında bataryaların ağır ve pahalı olması, menzillerinin sınırlı oluşu ve şarj edilmelerinin çok uzun zaman alması bu araçların dezavantajlarıdır.

3.2 Hibrit Elektrikli Araçlar

Tümü elektrikli araçlarda karşılaşılan problemleri aşmak için elektrikli araç ile içten yanmalı motorlu araçların avantajlarını birleştiren karma bir yapı geliştirilmiştir. Hibrit araç olarak anılan bu araçlar, en az iki enerji kaynağına sahip ve bunlardan en az birinin elektrik enerjisi verdiği araçlar olarak tanımlanır. Bu genel tanımın ötesinde hibrit elektrikli araç denildiğinde daha geniş kabul gören tanım bir elektrik motoru ve bir içten yanmalı motorun kullanıldığı araçlardır. Burada amaç tümü elektrikli araca içten yanmalı motor ekleyerek aracın menzilini ve gücünü arttırmaktır. Şekil 3.2' de hibrit elektrikli araç bileşenleri görülmektedir.

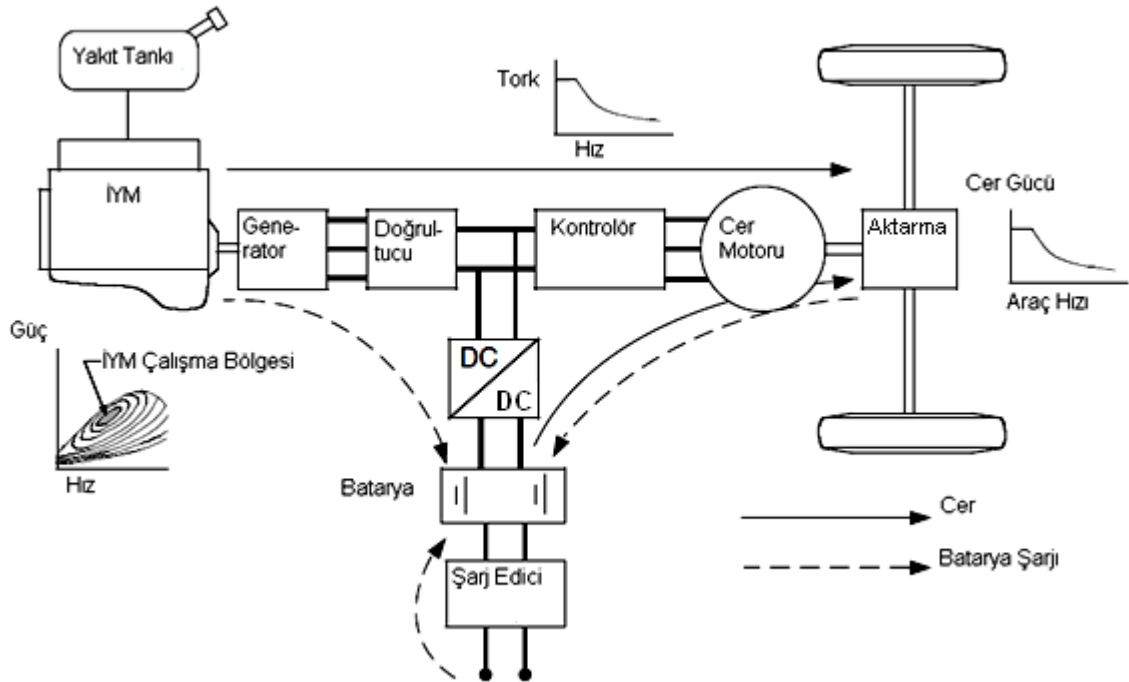


Şekil 3.2 Hibrit elektrikli araç(1-içten yanmalı motor 2- aktarma 3-elektrik motoru 4- dönüştürücü 5-yakıt tankı 6-bataryalar)(Ünlü vd., 2003)

Hibrit araçlarda, bir enerji yolu sürekli hal çalışmayı sağlar (içten yanmalı motor ya da yakıt pili) ve ortalama gücü verir. İçten yanmalı motor ya da yakıt pili bu sayede çok daha küçük boyutlarda olabilir ve özellikle içten yanmalı motor kararlı durumda yani en verimli bölgede çalışır. Diğer enerji yolu ise (elektrik motoru) dinamik gücü verir. Dinamik gücün pozitif ve negatif bileşenleri olduğu dikkate alındığında dinamik gücü veren kaynağın zaman zaman enerji verdiği gibi zaman zaman de enerji depoladığına dikkat edilmelidir.

3.2.1 Seri Hibrit Elektrikli Araçlar

Seri hibrit araç konvansiyonel araçlara alternatif olabilsin diye sürüş menzili küçük bir içten yanmalı motor aracılığıyla artırılmış elektrikli araçtır. Seri tahrik sisteminde iki güç kaynağı vardır ve ikisi de aracı hareket ettiren elektrik motorunu besler. Şekil 3.5’ te seri tahrik sistemi görülmektedir.



Şekil 3.5 Seri tahrik sistemi konfigürasyonu (Ehsani vd., 2005)

Tek yönlü enerji kaynağı yakıt tankı ve tek yönlü enerji dönüştürücüsü generatöre akuple edilmiş içten yanmalı motordur. Generatör çıkışı bir doğrultucudan geçerek baraya bağlanmıştır. Çift yönlü enerji kaynağı ise çıkışı DC-DC dönüştürücünden geçerek baraya bağlı olan bir bataryadır. Bara ise cer motorunun kontrolörüne bağlıdır. Cer motoru kontrolör aracılığıyla motor ya da generatör olarak çalışabilir. Bataryanın dışarıdan şarj edilmesi gerektiği durumlarda da şarj edici aracılığı ile batarya şarj edilir.

Seri tahrik sisteminde çeşitli çalışma modları görülür:

- İçten yanmalı motorun çalışmadığı ve aracın sadece bataryalardaki enerji ile hareket ettiği durum
- Bataryaların enerji vermediği, aracın sadece içten yanmalı motor-generatör grubundan gelen enerjiyle hareket ettiği durum
- Aracın hem generatörden hem de bataryadan gelen enerjiyle hareket ettiği durum
- Generatörden çıkan enerjinin hem aracı hareket ettirdiği hem de bataryaları şarj ettiği durum(düşük yüklerde)
- Yavaşlama-frenleme esnasında içten yanmalı motorun durup cer motorunun rejeneratif frenlenmesi ile bataryaların şarj edildiği durum
- Cer motorunun enerji çekmediği ve generatörün bataryayı şarj ettiği durum
- Hem generatörün hem de rejeneratif frenleme ile cer motorunun bataryayı şarj ettiği durum

Seri hibrit araçta içten yanmalı motor tekerlekler ile bağlantılı olmadığı için yakıt tüketimini azaltacak şekilde en verimli olduğu bölgede çalışmaktadır. Elektrik motorunun kendisi tekerlekleri tahrik ettiği için burada kavrama ya da çok vitesli redüksiyona gerek yoktur(ideale yakın hız moment karakteristiğinden dolayı). Özellikle elektrik motorunun düşük devirlerde momentini yüksek olduğu için düşük devirlerde vites redüksiyonuna gerek kalmamaktadır.

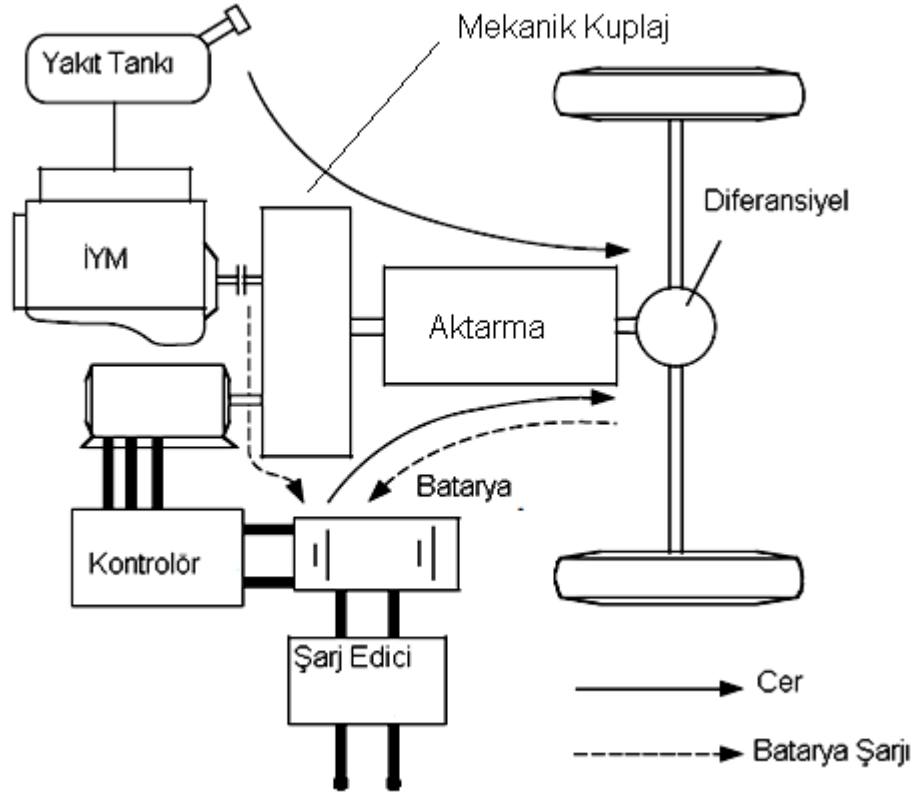
Diğer yandan seri tahrik sisteminde paralel tahrikte olmayan elektrik enerjisi üretmek amacıyla kullanılan bir generatör bulunmaktadır. Generatör, taşıt ağırlığını arttırmakta ve sisteme ek maliyet getirmektedir. Ayrıca toplam sistem verimi, enerji dönüşüm basamaklarının daha fazla olmasından dolayı paralel sisteme göre düşüktür. Ayrıca elektrik motoru tek çekici eleman olduğu için maksimum gereksinimleri karşılayabilecek boyutlarda olmak zorundadır.

Seri hibrit araçlar tümüyle elektrik motoru temeli üzerine tasarlanmıştır. Şehir kullanımında, elektrik motoru enerjisini aküden almaktadır. Otoyoldaysa içten yanmalı motorun çalıştırdığı generatör aküyü yeniden şarj etmek ve elektrik motorunu beslemek için elektrik üretmektedir. Sollamalar ya da rampa tırmanma gibi daha fazla enerjinin gerektiği durumlarda aküden de enerji gelmektedir. Generatörü harekete geçiren içten yanmalı motor hemen hemen sabit bir hızda çalıştığı için optimum yakıt tüketimi ve gaz emisyonu değerlerini yakalamak mümkün olmaktadır.

3.2.2 Paralel Hibrit Elektrikli Araçlar

Paralel hibrit elektrikli araçta, İYM ve elektrik motoru aynı mil üzerinde tekerleklerle doğrudan mekanik bağlantı ile tahrik vermektedir. Seri hibrit sistemden farklı olarak paralel

hibrit sistem, İYM ve elektrik motorunun tekerleklere mekanik güç aktarmasını olanaklı kılar. İYM ve elektrik motoru genellikle tekerleklerin şaftına iki dişli aracılığıyla bağlanır. Böylelikle sadece İYM, sadece elektrik motoru ya da her ikisi birlikte tahrik gücünü sağlayabilir. Kavramsal olarak paralel hibrit sistem, daha düşük emisyonlar ve yakıt tüketimi elde edebilmek için elektrikle desteklenmiş içten yanmalı motorlu bir araç modelidir.



Şekil 3.6 Paralel tahrik sistem konfigürasyonu (Ehsani vd., 2007)

Mekanik kuplaj, hız ya da moment kuplajı olabilir. Moment kuplajı içten yanmalı motor ve elektrik motor momentini birleştirebilir ya da içten yanmalı motor momentini cer ve batarya şarjı için ikiye bölebilir (Ehsani vd., 2005) Şekil 3.7' de kavramsal olarak iki girişli mekanik moment kuplajı görülmektedir.



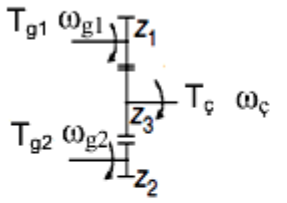
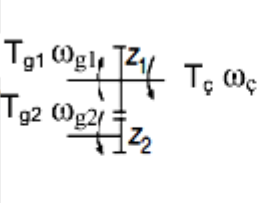
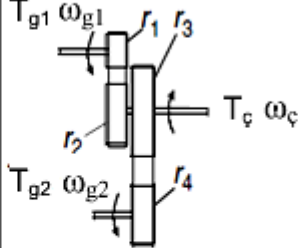
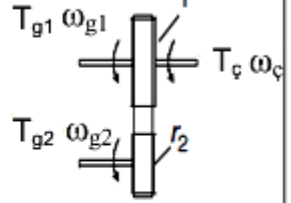
Şekil 3.7 Moment kuplajı

Kayıp ihmal edilirse çıkıştaki moment ve hız aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$T_{\varphi} = k_1 \cdot T_{g1} + k_2 \cdot T_{g2} \quad (3.1)$$

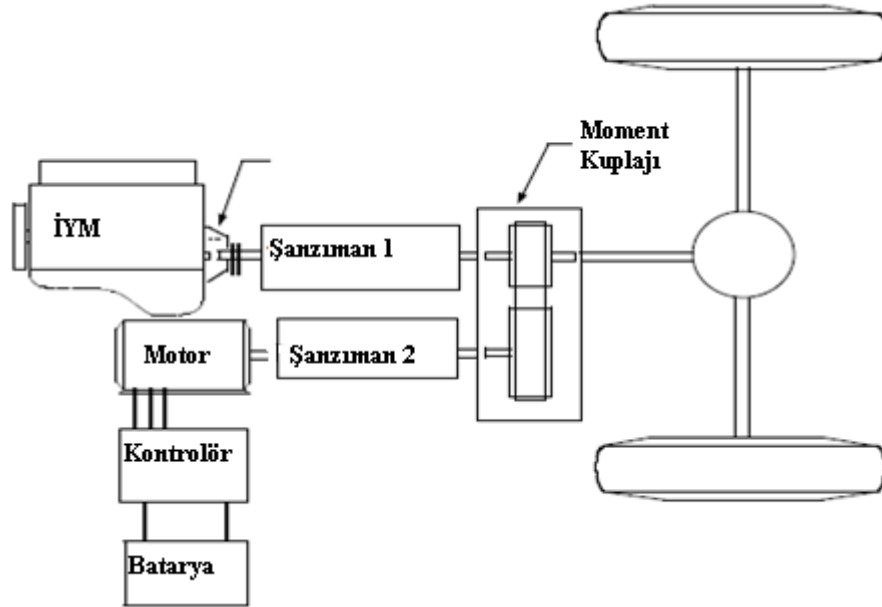
$$\omega_{\varphi} = (\omega_{g1} / k_1) = (\omega_{g2} / k_2) \quad (3.2)$$

Şekil 3.8’ de mekanik moment kuplaj araçları görülmektedir.

Dişli Kutusu		Makara ya da Zincir	
 $k_1 = \frac{z_3}{z_1}, \quad k_2 = \frac{z_3}{z_2}$ z_1, z_2, z_3 — Dişlilerin diş sayısı	 $k_1 = 1, \quad k_2 = \frac{z_1}{z_2}$ z_1, z_2 — Dişlilerin diş sayısı	 $k_1 = \frac{r_2}{r_1}, \quad k_2 = \frac{r_3}{r_4}$ r_1, r_2, r_3, r_4 — Makara yarıçapları	 $k_1 = 1, \quad k_2 = \frac{r_1}{r_2}$ r_1, r_2 — Makara yarıçapları

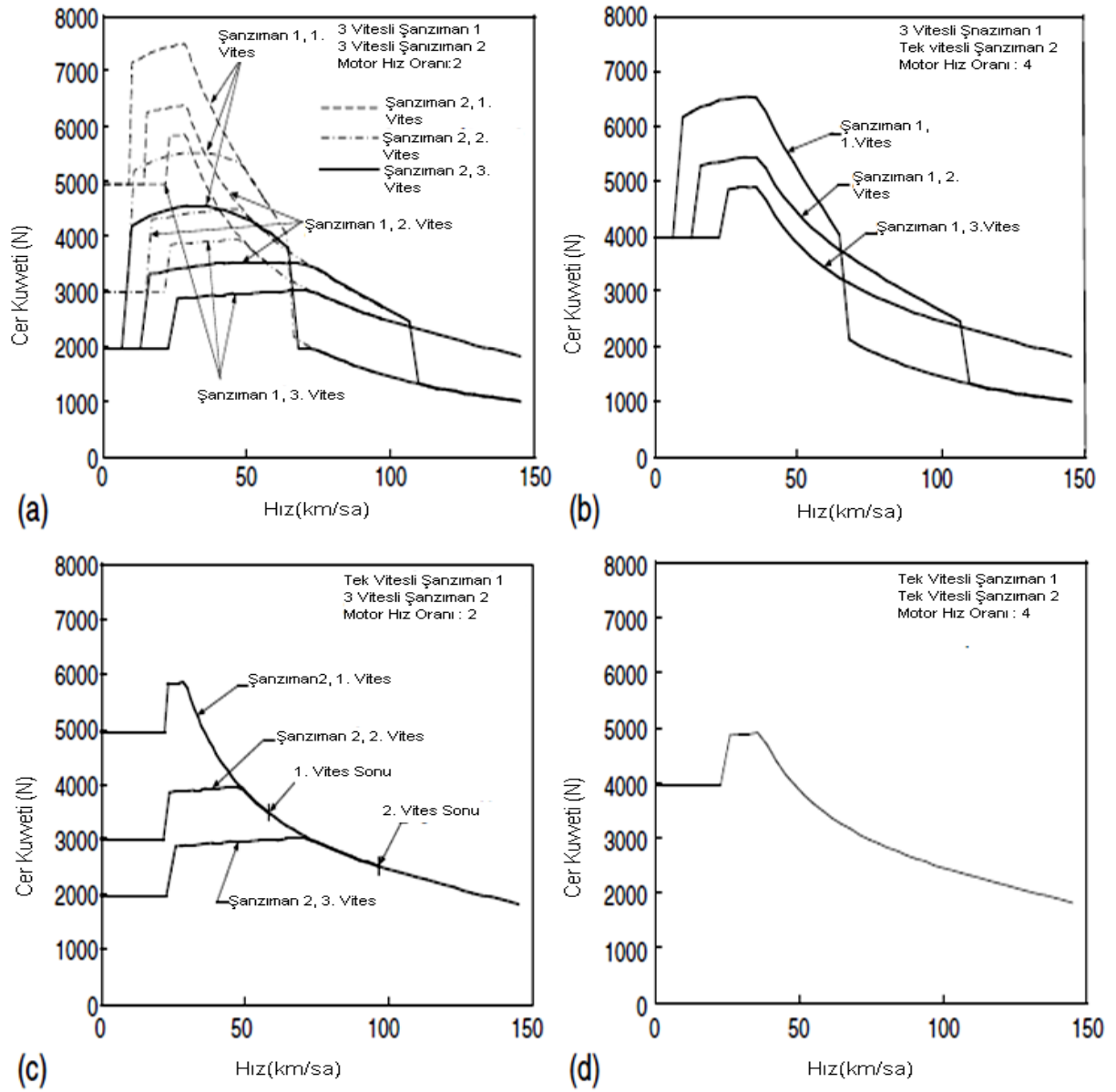
Şekil 3.8 Moment kuplaj araçları (Ehsani vd., 2005)

Şekil 3.9’ da içten yanmalı motor ve elektrik motoru için 2 ayrı dişli kutusu kullanıldığı yapı görülmektedir.



Şekil 3.9 İki dişli kutusuna sahip yapı (Ehsani vd., 2005)

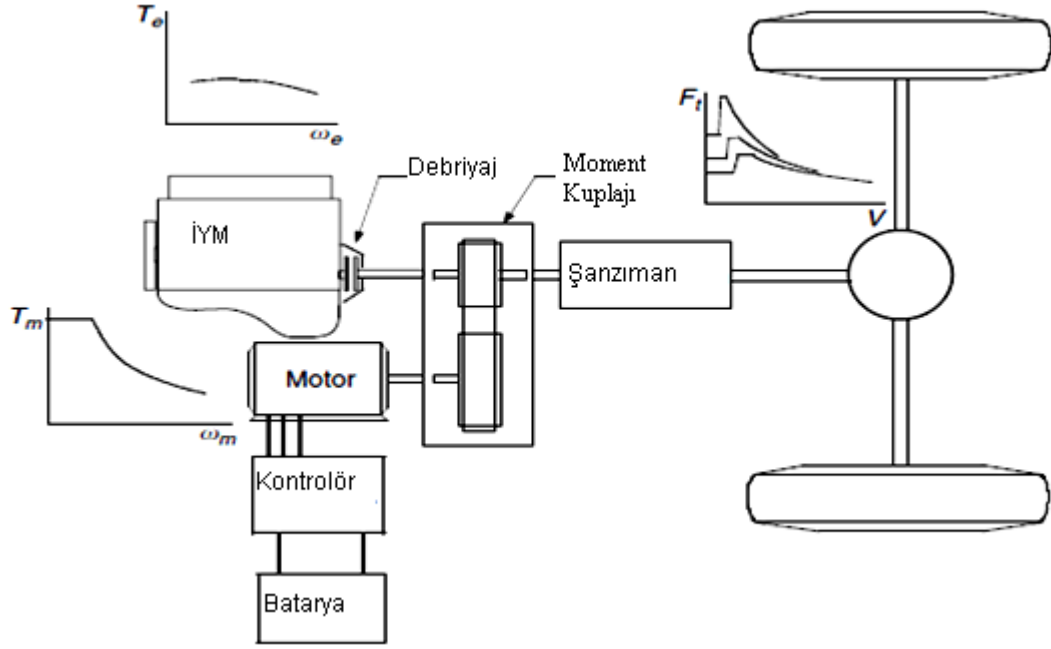
Her iki aktarma da tek vitesli ya da çok vitesli olabilir. Şekil 3.10 farklı aktarma parametrelerinde cer kuvveti ve hız karakteristiklerini göstermektedir.



Şekil 3.10 Farklı aktarma durumlarında cer kuvveti ve hız karakteristiği (Ehsani vd., 2005)

İki çok vitesli aktarma organına sahip yapı yüksek performans sağlarken sistemin karmaşıklığını artırır. Şekil 3.10-b' de görülen görülen yapı ise daha sade bir yapıdır. Buradaki maksimum cer kuvveti tırmanma durumları için yeterli olabilir, bundan daha büyük bir cer kuvveti de lastik ve yol yüzeyi arasındaki adezyonun kaybolmasına neden olabilir.

Şekil 3.11' de dişli kutusunun kuplaj ve şaftın arasına yerleştirildiği yapı görülmektedir.



Şekil 3.11 Tek dişli kutusuna sahip yapı (Ehsani vd., 2005)

Tek şanzımanlı yapıda kuplajın k_1 ve k_2 sabitlerinin uygun şekilde seçilmesiyle elektrik motoru içten yanmalı motordan farklı bir hızda çalışabilir ve bu sayede yüksek hızlı bir motor kullanılabilir. Bu yapı nispeten küçük bir içten yanmalı motor kullanılacağı ve düşük hızlarda cer kuvvetinin vites redüksiyonu ile artırılması istendiği zaman kullanılır.

Her iki motordan gelen güç hız kuplajı ile de birleştirilebilir. Şekil 3.12’ de kavramsal olarak hız kuplajı görülmektedir.

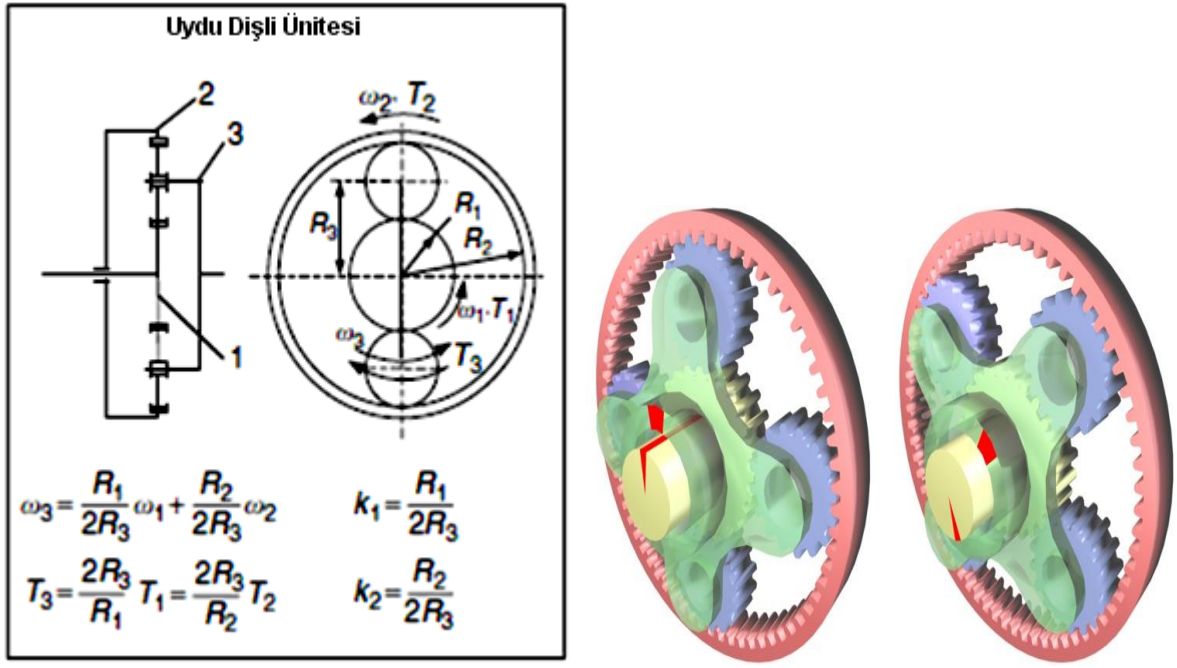


Şekil 3.12 Kavramsal olarak hız kuplajı

$$\omega_{\text{ç}} = k_1 \omega_{g1} + k_2 \omega_{g2} \quad (3.3)$$

$$T_{\text{ç}} = \frac{T_{g1}}{k_1} = \frac{T_{g2}}{k_2} \quad (3.4)$$

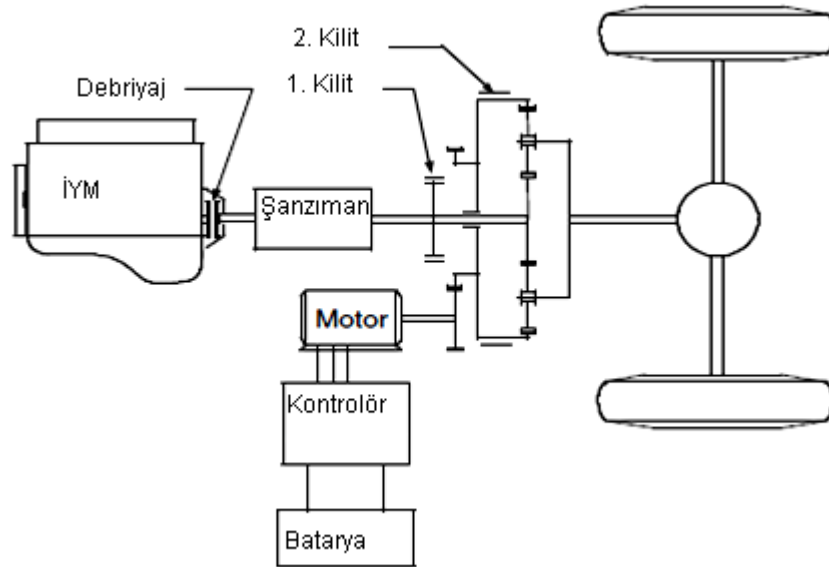
Şekil 3.13’ te hız kuplaj aracı olan uydu dişli ünitesi görülmektedir.



Şekil 3.13 Uydu dişli ünitesi (Gao vd., 2007)

Şekil 3.13' te hareketli dişli ünitesinde 1, 2, 3 rakamları ile gösterilen kısımlar sırasıyla merkez dişli, dış dişli ve çevre dişlilerdir. Çevre dişliler hareketli bir taşıyıcıya bağlıdır.

Şekil 3.14' te hareketli dişli ünitesine sahip bir aracın yapısı verilmiştir.



Şekil 3.14 Uydu dişli ünitesine sahip hibrit elektrikli araç (Ehsani vd., 2005)

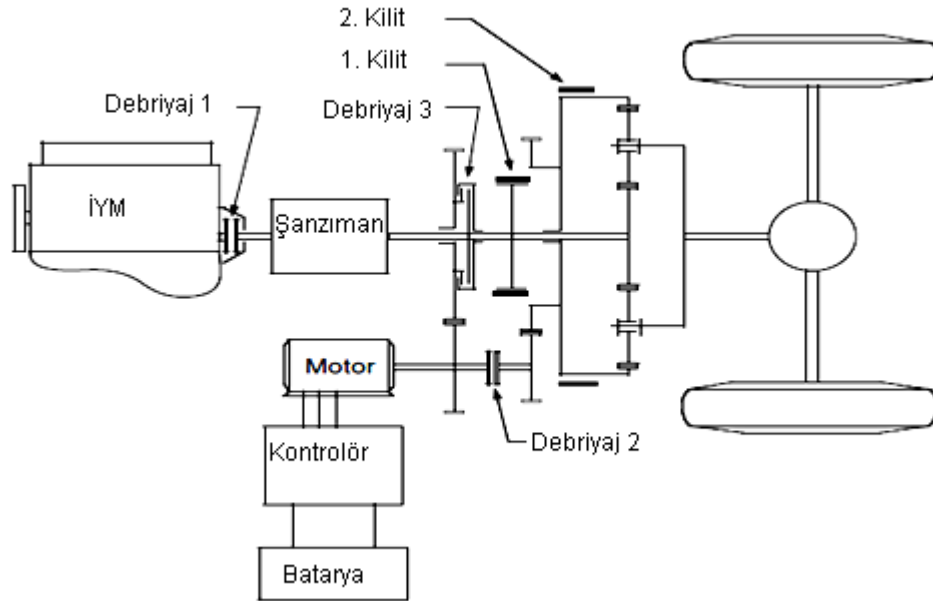
İçten yanmalı motor bir kavrama ve dişli kutusu aracılığıyla gücünü merkez dişliye aktarır. Dişli kutusu cer ihtiyacını karşılamak için içten yanmalı motorun hız-moment karakteristiğini

değiştirmektedir. Elektrik motoru gücünü bir çift dişli üzerinden dış dişliye aktarır. 1 ve 2 numaralı kilitler, farklı çalışma durumları için merkez dişli ve dış dişliyi kilitlerler. Bu çalışma durumları şunlardır:

- Hibrit Çalışma: Kilitler açıktır dolayısıyla merkez dişli ve dış dişli hareket edebilirler. Elektrik motoru ve içten yanmalı motor tekerleklere güç aktarabilir.
- İçten yanmalı motorun yalnız çalıştığı durum: 2. kilit kapalıdır dolayısıyla dış dişli de hareketsizdir. Tekerleklere sadece içten yanmalı motor güç aktarır.
- Elektrik motorunun yalnız çalıştığı durum: 1. kilit merkez dişliyi kilitlemiştir. Tekerleklere sadece elektrik motorundan güç aktarılır.
- Rejeneratif frenleme: 1. kilit kapalıdır. Elektrik motoru negatif momentle çalışmaktadır.

Hız kuplajlı hibrit tahrik sisteminin temel avantajı, iki güç kaynağının hızlarının ayarlanmasıdır. Bu sayede her iki güç kaynağının hızları bağımsız olarak seçilebilir. İçten yanmalı motorun optimum hız aralığında çalıştırılması ile veriminin maksimum seviyeye çıkarıldığı düşünüldüğünde bunun çok önemli bir özellik olduğu görülmektedir.

Hız ve moment kuplajının beraber bulunduğu ve ihtiyaca göre bunlardan birinin seçildiği sistemler de mevcuttur. Şekil 3.15’ da bunun bir örneği görülmektedir.



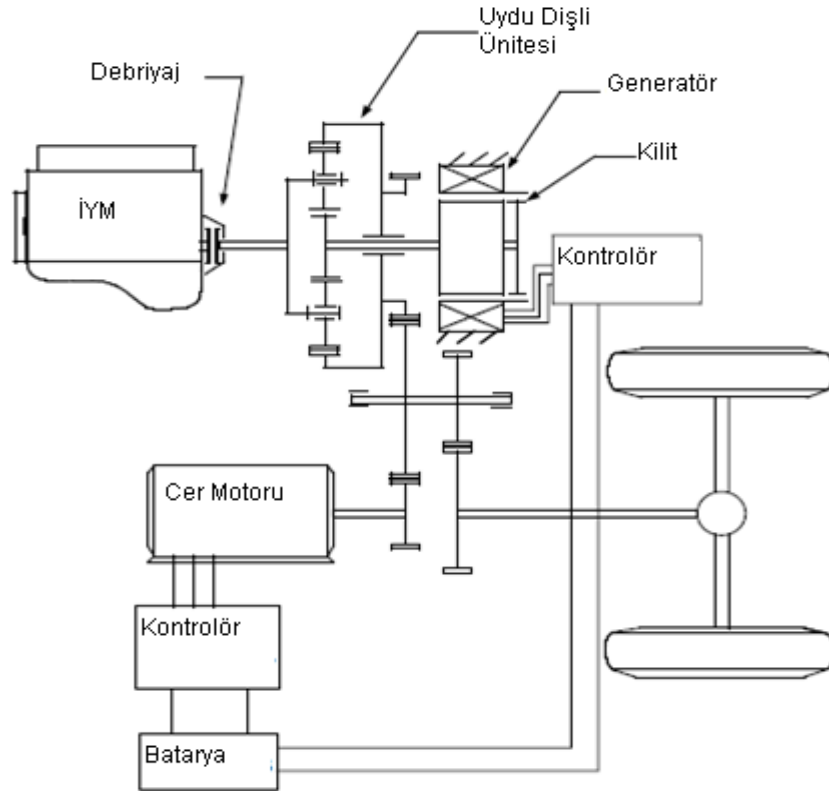
Şekil 3.15 Moment ve hız kuplajının beraber bulunduğu uydu dişli üniteli araç yapısı(Ehsani vd., 2005)

Bu yapıda moment kuplajı kullanıldığında 2. kilit uydu dişli ünitesinin dış dişlisini kilitler. 1. ve 3. kavrama bağlantıları sağlarken 2. kavrama bağlantıyı boşa bırakır. İçten yanmalı motor ve elektrik motoru güçleri ve dolayısıyla momentleri birleşir. Hız kuplajı kullanıldığında ise

1. ve 2. kavrama bağlantı sağlarken 3. kavrama bağlantı sağlamaz. 1 ve 2. kilitler açıktır. Aksa bağlantı sağlayan çevre dişlilerin taşıyıcısının hızı, her iki kaynaktan gelen hızın birleşimidir. Sistemden de anlaşılabilceği gibi moment kuplajı her iki kaynağın momentlerini birbirlerinden bağımsız kılarken, hız kuplajı da her iki kaynağın hızlarını bağımsız kılar.

Moment kuplajı ve hız kuplajı arasında seçim yapma imkanı, araç performansını optimize etmek için aracın uygun çalışma modunu tayin etme imkanını artırır. Örneğin düşük hızlarda, ani hızlanma ya da tırmanma gereksinimlerini karşılayabilmek için moment kuplajının kullanılması daha uygundur. Diğer taraftan yüksek hızlarda da içten yanmalı motorun hızını optimum seviyede tutmak için hız kuplajı kullanılır (Ehsani vd., 2005).

Moment ve hız kuplajının beraber kullanıldığı yapıya bir diğer örnek de Toyota Prius araçlardan verilebilir. Bu yapı şekil 3.16' da gösterilmiştir.



Şekil 3.16 Hız ve moment kuplajlı elektrikli araç yapısı (Toyota Prius) (Gao vd., 2007)

Birkaç kW'lık bir elektrik makinası direkt olarak uydu dişli ünitesine bağlanmıştır. Uydu dişli ünitesi, içten yanmalı motor hızını, merkez dişli aracılığıyla küçük elektrik makinasına ve dış dişli aracılığıyla moment kuplajı sağlayan dişliler üzerinden tekerleklere olmak üzere ikiye ayırır ($\omega_c = k_1\omega_{g1} + k_2\omega_{g2}$). Büyük güçlü bir cer motoru da moment kuplajı ile hareketli dişli ünitesine bağlıdır. Aracın ilk hareketi şu şekilde gerçekleşir. Dış dişliye bağlı

olan cer motoru çalışmaya başlar ve bununla birlikte merkez dişliye bağlı olan küçük elektrik makinası da generatör olarak çalışır. İçten yanmalı motorun çalışması için gerekli devire ulaşıldığında küçük elektrik makinası kilitlenerek çalışması durdurulur ve içten yanmalı motora tahrik verilerek çalışması sağlanır. İçten yanmalı motor bu şekilde artık çalışır vaziyettedir. Bundan sonra düşük hızlarda küçük elektrik makinası generatör olarak çalışıp içten yanmalı motorun gücünün bir kısmını çekerek bataryaları şarj edebilir. Araç yüksek hızla giderken de, çok yüksek içten yanmalı motor hızından kaçınmak için(aşırı yakıt tüketimine yol açtığı için), küçük elektrik makinası motor olarak çalışır ve gücünü tahrik sistemine aktarır. Hareketli dişli ünitesi ve küçük elektrik makinası, optimum aralıkta olması için içten yanmalı motorun hızını ayarlar ve böylece yakıt tasarrufu sağlanır. Yüksek ivmelenme durumlarında ise araç hem elektrik hem de içten yanmalı motordan ciddi güç talep edecektir. Bu durumda da elektrik motorunun enerjisi mevcut generatörden sağlanır (Emadi, 2005).

İçten yanmalı motor tekerleklerle tahrik verebilmek için çok vitesli bir ilettime ihtiyaç duyar. Kullanılan içten yanmalı motor konvansiyonel araçlarda kullanılanlara göre daha küçük boyutludur. Seri hibrit sistemde olduğu gibi paralel hibrit sistemde de bataryalar rejeneratif frenleme ile şarj edilebilmektedir. Paralel hibrit sistemde, seri hibrit sisteme göre daha küçük kapasiteli bataryalar kullanıldığı için şarj çoğunlukla rejeneratif frenleme sırasında yapılır. Buna ek olarak sürüş sırasında da içten yanmalı motor gereken durumlarda tahrik gücünden daha yüksek güç üretir ve bu fazla güç elektrik motorunun generatör olarak çalışmasıyla bataryaları şarj edebilmektedir. Burada İYM direkt olarak tekerleklerle bağlı olduğu için seri hibrid sisteme göre toplam enerji dönüşüm verimi daha yüksektir. Ayrıca hem İYM hem de elektrik motoru aynı anda güç sağladığı için taşıtın gücü daha fazladır. İki motorun kullanılması maksimum gücü karşılaması ve gerekmediğinde motorun birinin kapatılması sayesinde avantaj sağlamaktadır. Seri hibrid elektrikli araçtan üstünlüğü, İYM ve elektrik motoru gibi sadece iki tahrik elemanına ihtiyaç duymasıdır.

Paralel tahrik sisteminde çeşitli çalışma modları görülür:

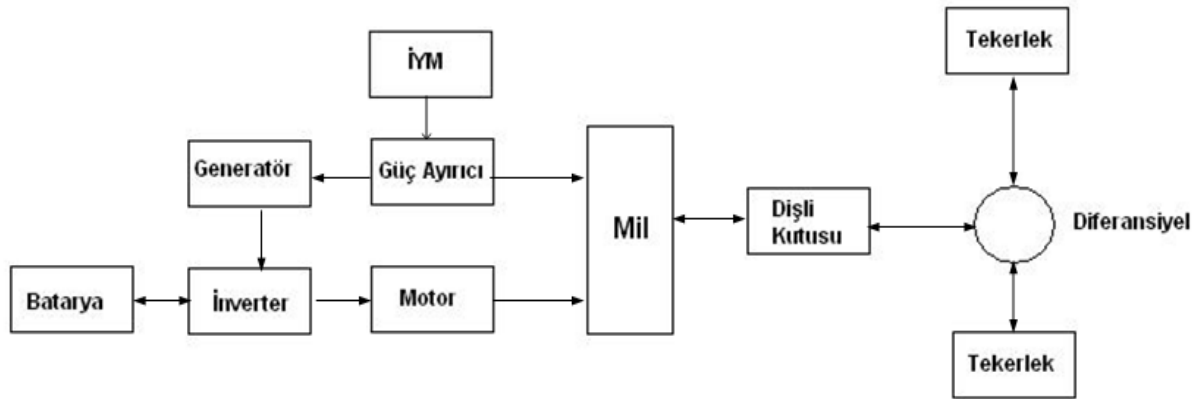
- İçten yanmalı motor ve elektrik motorunun aracı hareket ettirmek için gerekli gücü beraber karşılaması(kalkış ve ivmelenme)
- İçten yanmalı motorun aracı tek başına tahrik ettiği elektrik motorunun kapalı olduğu durum(küçük güçlü bir elektrik motoru seçilmiş ise normal sürüş anında)
- Elektrik motorunun aracı tek başına tahrik ettiği ve içten yanmalı motorun kapalı olduğu durum(elektrik motoru yeteri kadar büyük seçilmiş ise, şehir içinde bu çalışma arzu edilir)
- Frenleme ya da yavaşlama sırasında elektrik motoru generatör olarak çalışıp çevirici üzerinden aküleri şarj ettiği durum

- İçten yanmalı motor ve elektrik motoru aynı şafta bağlantılı olduğu için araç düşük yüklerdeyken akülerin içten yanmalı motor tarafından elektrik motoru aracılığıyla şarj edildiği durum

3.2.3 Seri-Paralel Hibrit Elektrikli Araç

Seri-paralel hibrit sistem, seri ve paralel hibrit elektrikli araçların her ikisinin de özelliklerini gösterirken, seri ile karşılaştırıldığında ilave bir mekanik bağlantı, paralel ile karşılaştırıldığında ilave bir generatör içerir. Her iki sistemin avantajlı özelliklerine sahip olmasına rağmen seri-paralel hibrit elektrikli araç göreceli olarak daha karmaşık ve maliyetlidir. Bununla birlikte, kontrol ve üretim teknolojilerindeki gelişmelerle birlikte bazı modern hibrit elektrikli araçlarda bu sistem uygulanmaktadır.

Sürüş koşullarına göre tekerleklere sadece elektrik motorundan güç iletilebildiği gibi hem elektrikli motoru hem de içten yanmalı motordan güç iletilebilir. Güç ayırıcı eleman içten yanmalı motor gücünü tekerleklere ve generatöre iletir. Düşük hızlarda araç seri hibrit sistemde olduğu gibi çalışmaktadır. Yüksek hızlarda ise İYM devreye girerek tekerleklere güç verir ve seri tahrikteki gereksiz enerji dönüşümleri ile kaybedilen enerji en düşük seviyeye indirilir. Frenleme ve yokuş aşağı inişlerde açığa çıkan enerji elektrik motoru aracılığıyla geri kazanılır. İYM ile elektrik motoru yaklaşık aynı güçtedir. İYM aküleri şarj amaçlı düzgün devir bandında çalışır. Gerektiğinde tahrik amaçlı kullanılır.



Şekil 3.17 Seri-paralel tahrik sistem yapısı (Husain, 2003)

Seri-Paralel tahrik sisteminde görülen çalışma modları şöyledir

- İçten yanmalı motorun çalışmadığı sadece bataryadan beslenen elektrik motorunun aracı tahrik ettiği durum
- Hem elektrik motorunun hem de içten yanmalı motorun aracı tahrik ettiği durum (ivmelenme)
- İçten yanmalı motorun tek başına aracı tahrik ettiği durum
- İçten yanmalı motorun aracı tahrik ettiği ve aynı zamanda generatör üzerinden

- bataryaları şarj ettiği durum
- İçten yanmalı motorun aracı tahrik ederken aynı zamanda generatör üzerinden elektrik motorunu beslediği ve elektrik motorunun da aracı tahrik ettiği durum
- İçten yanmalı motorun sadece bataryaları şarj ettiği durum(aracı dururken)
- Frenleme ya da yavaşlama sırasında elektrik motorunun generatör olarak çalışarak aküleri çevirici üzerinden şarj ettiği durum

3.3 Yakıt Pili Araçlar

Tümü elektrikli araçlardaki menzilin azlığı ve bataryanın uzun şarj süresi problemlerine karşı geliştirilen bir çözüm de yakıt pilli araçlardır. Yakıt pilleri hidrojen, doğalgaz, metanol ve LPG gibi hidrojen içeren yakıt türlerini ortamdaki hava veya oksijeni kullanarak bir kimyasal reaksiyon neticesinde elektrik ve ısı enerjisi açığa çıkarırlar. Hidrojenin doğrudan kullanımı yüksek depolama maliyeti ve güvenlik nedeni ile bir takım sakıncalar içermektedir. Yakıt pilinin tipine ve yapısına bağlı olarak, DC elektrik enerjisi üretim verimi %40-70 arasında olduğu görülmektedir. Yakıt pilleri, değişken yük durumuna bakmaksızın, yüksek verimde çalışabilmektedir.

Bir yakıt pili biriminin çıkış gerilim değeri 1 volttan az olduğundan, gerekli elektrik enerjisini elde etmek için birden fazla yakıt pili biriminin seri olarak bağlayarak kullanmak gereklidir. Yakıt pili ve elektrik motoru arasında gerilim değerinin yükseltilmesi amacı ile DC motor için DC-DC dönüştürücüye AC motor için DC-AC dönüştürücüye, kontrol için mikroişlemci ya da DSP' ye, aşırı yükleme şartları ve rejeneratif frenleme için batarya depolama sistemine ihtiyaç duyulmaktadır (Husain, 2003).

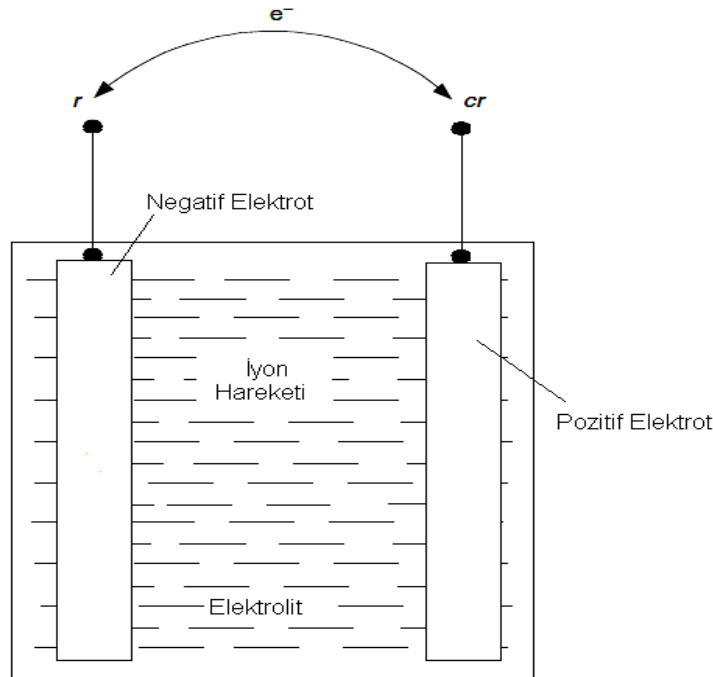
4. ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN ELEMANLAR

Elektrikli araçlarda çeşitli alt sistemler kullanılmaktadır. Bunlar sırası ile güç üretim sistemleri, enerji depolama sistemleri, güç kontrol sistemleri, tahrik sistemleri ve enerji yönetim sistemleridir.

4.1 Bataryalar

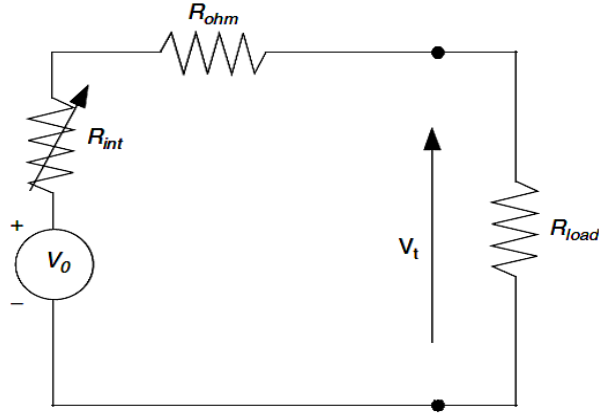
Bataryalar, elektrikli araçların gelişimi içerisinde önemli bir yer tutmaktadır. Bataryalarda elektrokimyasal olarak depolanmış enerji kullanılmaktadır. Elektrokimyasal reaksiyon sonucunda ortaya çıkan doğru akım elektrik enerjisi ile sürüş sistemi doğrudan beslenmektedir. Enerji dönüşümü açısından bataryadaki kimyasal enerji direkt olarak elektrik enerjisine dönüştürülmektedir.

Bataryalar çok sayıda hücrenin birleşmesinden meydana gelir. Şekil 4.1’ de bir hücrenin yapısı görülmektedir.



Şekil 4.1 Batarya hücresi (Guzzella ve Sciarretta, 2005)

Elektrikli araç uygulamalarında, bataryaların yüksek özgül güç, yüksek özgül enerji ve uzun çevrim ömrüne sahip olması beklenmektedir. Özgül enerji yoğunluğu, enerji kaynağının birim kütlesinde depolanan enerji miktarını göstermektedir. Özgül güç ise yine enerji kaynağının birim kütlesinin verdiği güç olarak ifade edilmektedir(Ünlü vd., 2003).



Şekil 4.2 Batarya devre modeli (Emadi vd., 2004)

Şekil 4.2’ de batarya devre modeli görülmektedir. Burada R_{ohm} iletken direnci, R_{int} kimyasal reaksiyondan kaynaklanan iç direnci göstermektedir.

Çizelge 4.1 Elektrikli araç batarya özellikleri (Ünlü vd., 2003; Gao vd., 2007)

Batarya Tipi	Enerji Yoğunluğu (Wh/kg)	Güç Yoğunluğu (W/kg)	Çalışma Sıcaklığı (C^0)	Yaklaşık Maliyet (\$/kWh)	Açık Devre Hücre Gerilimi (V)
Kurşun-Asit	35	150	Ortam	120-150	2,1
Nikel-Demir	50	100	Ortam	150-200	1,2
Nikel-Çinko	70	150	Ortam	150	1,7
Nikel-Kadmiyum	50	200	Ortam	300	1,2
Nikel-Metal Hidrür	70	200	Ortam	250	1,23
Sodyum-Sülfür	110	150	350	150	2,1
Sodyum-Nikel Klorür	100	150	300	250	2,1-2,2
Lityum-Demir Sülfat	150	300	450	200	1,75-2,1
Lityum-Katı Polimer	200	350	80-120	150	2-2,5
Lityum-İyon	120-150	120-150	Ortam	150	3,6
Alüminyum-Hava	220	30	Ortam	50	1,5
Çinko-Hava	200	80-140	Ortam	100	1,65

Çizelge 4.1’ de elektrikli araçlarda kullanılan bataryaların özellikleri verilmiştir. Enerji yoğunluğu aracın menzilini direkt etkileyen bir faktördür. Güç yoğunluğu ise depolanan enerjinin bataryadan ne kadar hızlı çekilebileceğini göstermektedir. Bu da aracın ivmelenmesi ya da yokuş tırmanması gibi durumlarda aracın performansını doğrudan etkileyen bir

faktördür. Çalışma sıcaklıkları da batarya seçiminde önemli bir faktördür. Sodyum-sülfür, sodyum nikel klorür, lityum-demir sülfür gibi daha yüksek sıcaklıklarda çalışan bataryalar için özel sistemlerin kurulmasına ihtiyaç duyulur.

Günümüzde elektrikli araçlar için maliyet açısından bir değerlendirme yapıldığında enerji depolama konusunda en uygun batarya teknolojisinin kurşun-asit olduğu ifade edilmektedir. Ancak kurşun-asit bataryaların, aracın menzilinı doğrudan etkileyen enerji yoğunluğu oldukça düşüktür. Gelişmekte olan batarya türlerinden nikel kadmiyum, nikel metal hidrür, lityum iyon yüksek enerji yoğunluğu ile öne çıkmaktadır. Diğer yandan sodyum sülfür gibi yüksek sıcaklık bataryaları da elektrikli araç uygulamalarında kullanım alanı bulmaktadır.

Tabloda hücre voltajları da gösterilmiştir. Yüksek hücre voltajı ile istenilen gerilimdeki bataryayı sağlamak için daha az sayıda hücre gerekir. Böylelikle bataryanın karmaşıklığı azalır ve güvenilirliği artar.

Genel olarak elektrikli araçlarda kullanılacak bataryaların spesifik güç(W/kg), spesifik enerji(Wh/kg) seviyelerinin yüksek, uzun ömürlü ve düşük maliyetli olması gereklidir. Ancak bu özelliklerin tümünü bir arada barındıran mükemmel batarya bulunmamaktadır. Hibrid elektrikli araçta kullanılacak bataryalar, araçta kullanılan enerji yönetim sistemi ve araç konfigürasyonuna göre seçilmelidir.

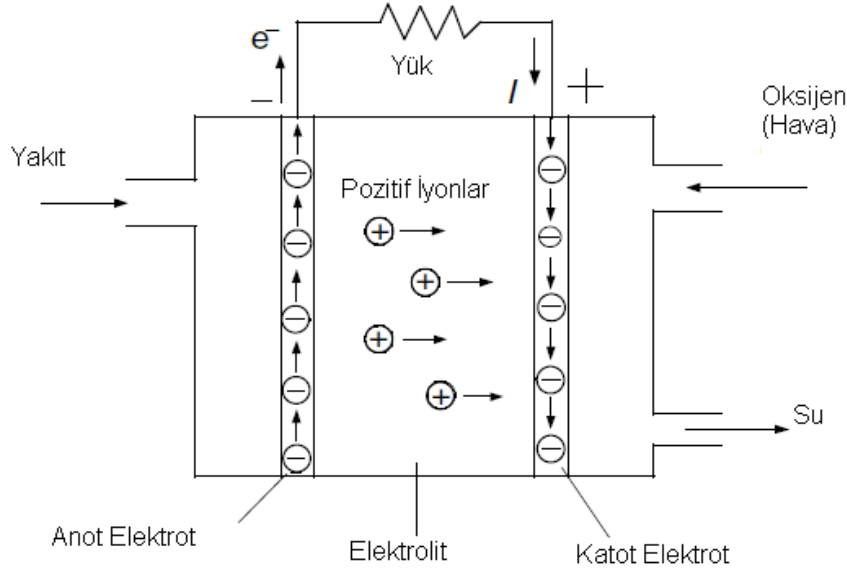
Seri hibrit elektrikli araçlarda, ortalama yükleri güç üretim sisteminin tek başına karşılayacak şekilde enerji yönetim sisteminin kurulması gereklidir. Bu durumda bataryalar tepe yüklerde anlık enerji talebini karşılayacak büyüklükte seçilmelidir. Güç desteği durumunda, kullanılan bataryanın spesifik gücünün yüksek olması istenir. Yükün tamamının aküler tarafından karşılanacağı durumlarda ise spesifik enerjisi yüksek batarya kullanılması tercih edilir. Burada güç üretim sistemi aküleri şarj etmek için kullanılmaktadır.

Paralel hibrit araçlarda, elektrik tahrik sistemi çoğunlukla düşük güçlerde seçilir. Düşük hızlarda ve geri kazanımlı frenleme sırasında enerji tasarrufu sağlamayı hedefleyen bu uygulamada spesifik gücü yüksek bataryalar kullanılmaktadır.

Günümüz hibrit elektrikli araçlarından 2009 model Toyota Prius ototmobillerde nikel metal hidrür batarya kullanılmaktadır. Batarya çıkış gerilimi 201.6 V, çıkış gücü ise 21 kW' tır. 2009 model Nissan Altima otomobillerde de yine nikel metal hidrür batarya tercih edilmiştir. Çıkış gerilimi 244.8 V, çıkış gücü 30 kW' tır.

4.2 Yakıt Pilleri

Yakıt pilleri, bataryalar gibi enerji depolayan elemanlar değil enerji üreten elemanlardır. Yakıt pilli araçlar, enerji kaynağı olarak sadece batarya kullanan tümü elektrikli araçlar gibi menzil sorunu ve uzun şarj süresi sorunu yaşamazlar.



Şekil 4.3 Yakıt pili yapısı

Yakıt pillerinde reaksiyona giren elementler hidrojen ve oksijendir. Yakıt pilinin çalışma mantığı, suyun elektrolizinin tersi gibi düşünülebilir. Hidrojen anot elektrotta, oksijen ise katod elektrodta gönderilir. Elektron geçişine izin vermeyen elektrolit yalnızca hidrojen iyonunun geçişine ve katod elektrotta ulaşmasına izin verir. Elektron ise harici bir devreden katoda iletilir. Katotta, buraya gönderilen O_2 elektrolit üzerinde gelen hidrojen iyon ve dış devreden gelen elektron reaksiyona girerek çevrim tamamlanır. Açığa ise emisyon olarak saf su çıkar. Dış devre üzerindeki elektron hareketi ise elektrik akımını oluşturur. Bu akım doğru (DC) bir akımdır. Reaksiyon sonucu ayrıca ısı enerjisi de elde edilir.

Yakıt pillerinin birden fazla çeşidi olmasına karşın elektrikli araçlar için en uygun olanı “Proton Elektrolit Membranlı Yakıt Pili”dir. PEM yakıt pillerinin, yüksek güç yoğunluğu, düşük çalışma sıcaklığı ($90^0 - 120^0$) ve nispeten düşük maliyeti temel avantajlar arasındadır. PEM yakıt pilleri üzerine yürütülen araştırmalar sonucunda, yakıt olarak sıkıştırılmış hidrojenin kullanıldığında yardımcı ekipmanları dahil 500 Wh/kg özgül enerji seviyesine ulaşılmıştır. Söz konusu değer hiçbir batarya tipi için teknik açıdan mümkün değildir. Ancak $50-180 \text{ W/kg}$ seviyelerinde olan özgül güç değeri, pik yüklerin karşılanmasında yetersizdir. Bu durum PEM yakıt pillerinin elektrikli araçlarda tek başına bir güç kaynağı olarak

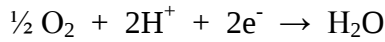
kullanılmasını engellemektedir. Kısa ön ısınma süresi ve düşük korozyon riski, PEM yakıt pillerinin elektrikli araçlarda kullanımını destekleyen önemli avantajlardandır(Ünlü vd., 2003).

PEM yakıt pillerinde ortaya çıkan kimyasal reaksiyonlar şu şekildedir:

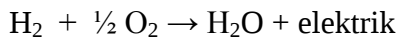
Anotta:



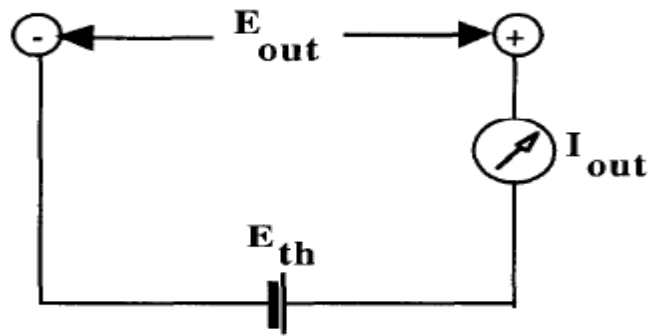
Katotta:



Bütün Reaksiyon:

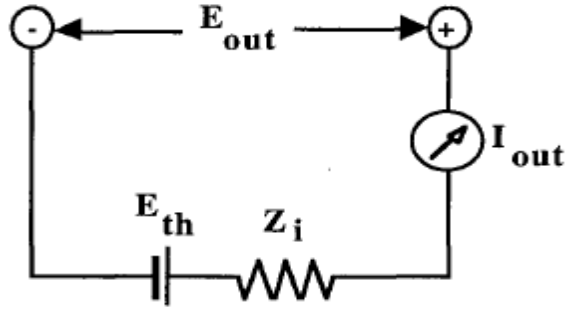


Yakıt pilinde anot, katot ve elektrolitten oluşan her bir birime “Membran Elektrot Grubu” (MEA)denir. Her bir MEA’ den sağlanan elektriksel gerilim değeri 1.2 volt seviyelerinde iken bu değer gerçek değer olarak 1 voltun altına düşer. Yüksek gerilim elde etmek için ise her bir MEA seri olarak bağlanır ve istenilen gerilim düzeyine ulaşılır. Bu sisteme Yakıt Pili Ünitesi adı verilir. Daha yüksek akım elde etmek içinse temelde yüksek akımlara ulaşmak için reaksiyona giren molekül sayısını arttırmak gereklidir. Bu ise anot, katot ve elektrolit yüzeylerinin arttırılması ile sağlanır.



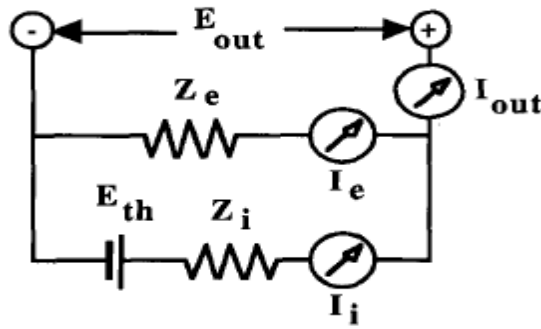
Şekil 4.4 İdeal hücrenin basit eşdeğer devresi (Husain, 2003)

Şekil 4.4’ te görülen eşdeğer devrede E_{th} MEA’ dan sağlanan gerilimi temsil eder. E_{out} ise çıkış gerilimini temsil eder. Yukarıda da bahsedildiği gibi gerçekte bu iki gerilim birbirine eşit değildir. Bunun nedeni elektrolitin iyon geçişine gösterdiği empedanstır. Bu kayıp da şekil 4.5’ teki gibi modellenenebilir.



Şekil 4.5 İç empedansın gösterildiği hücre eşdeğer devresi (Husain, 2003)

Bunun dışında ideal devrede bahsetmediğimiz, elektrolit içinde akan kaçak elektronlar vardır. Bu da ayrıca bir gerilim düşümüne neden olur.

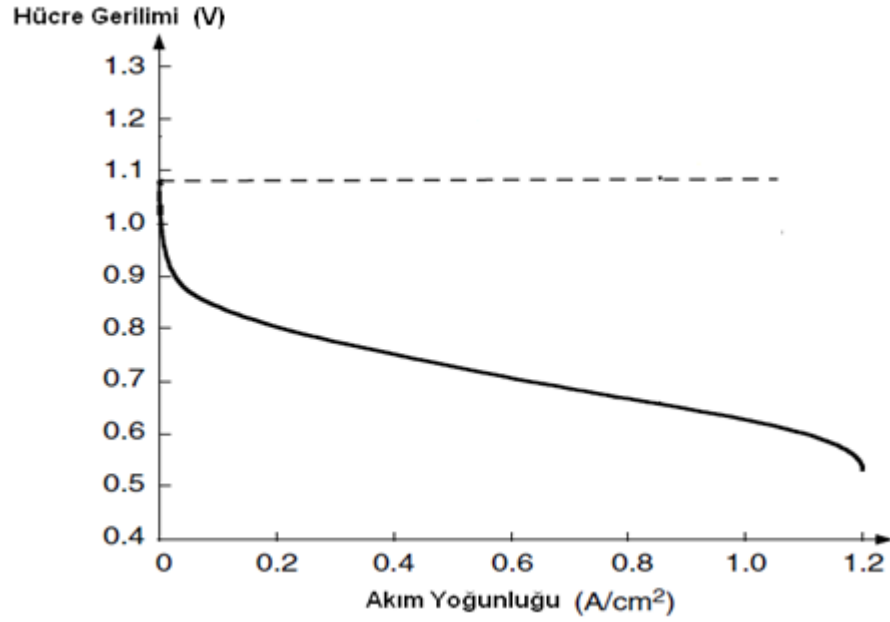


Şekil 4.6 Elektrolitteki kaçakların gösterildiği hücre eşdeğeri (Husain, 2003)

$$E_{out} = E_{th} \cdot [Z_e / (Z_i + Z_e)] \quad (4.1)$$

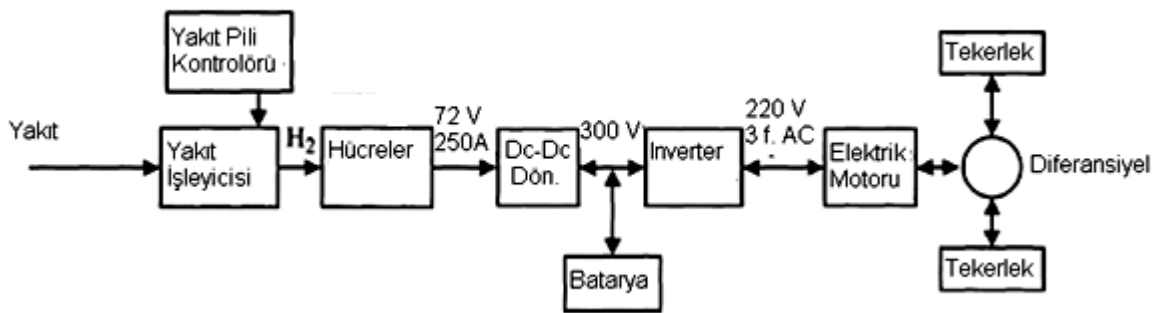
Denklemden de görüldüğü gibi Z_e 'nin büyük dolayısıyla I_e 'nin küçük olması çıkış gerilimdeki ve akımındaki düşüşü azaltır.

Yakıt pili gerilimi, çekilen akım miktarına bağlı olarak değişmektedir. Akım ve gerilim arasındaki ilişkiyi gösteren bir grafik Şekil 4.7' de verilmiştir.



Şekil 4.7 Yakıt pili akım/gerilim karakteristiği (Ehsani vd., 2005)

Şekil 4.8’ de yakıt pilli bir elektrikli aracın yapısı görülmektedir. Yakıt pili çıkışı invertere bağlanmadan önce bir DC-DC dönüştürücü ile yükseltilmiştir. Akım ve gerilim değerleri keyfî olarak seçilmiştir. Ayrıca aşırı yük ve transient durumları için batarya kullanılmıştır. Batarya rejeneratif frenleme ile ya da yakıt pilinden sağlanan enerji ile şarj olur. Yakıt pili, düşük gerilim yüksek akımlı çıkış karakteristiğinden dolayı yükteki değişimlere aşırı duyarlıdır. Yakıt pili kontrolörü akım ve gerilim bilgilerini kullanarak hücrelere girecek hidrojen miktarını ayarlar (Husain, 2003)

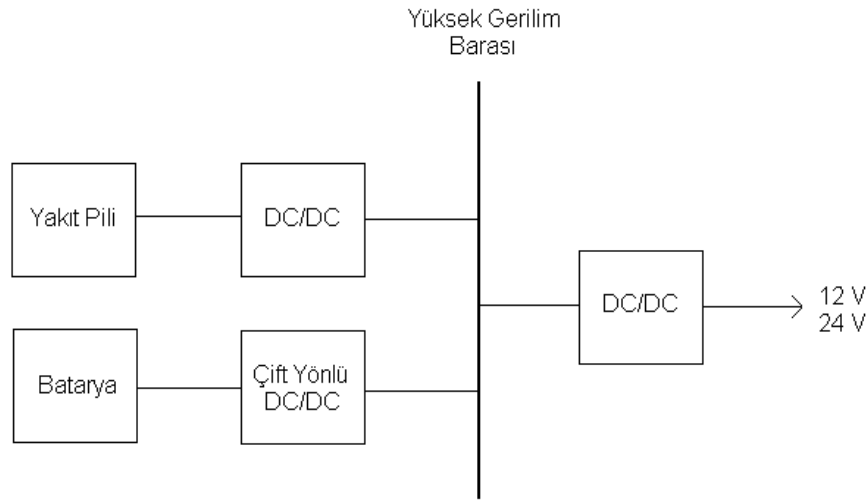


Şekil 4.8 Yakıt pilli elektrikli araç yapısı (Husain, 2003)

Prototip olarak geliştirilen bazı araçların değerlerine bakarsak; Ford P2000 asenkron motorlu bir araçtır, yakıt pili çıkışı 330 V, 55 kW’ tır, Renault Fever sabit mıknatıslı senkron motorlu bir araçtır yakıt pili çıkışı 250 V, 30 kW’ tır.

4.3 DC-DC Dönüştürücüler

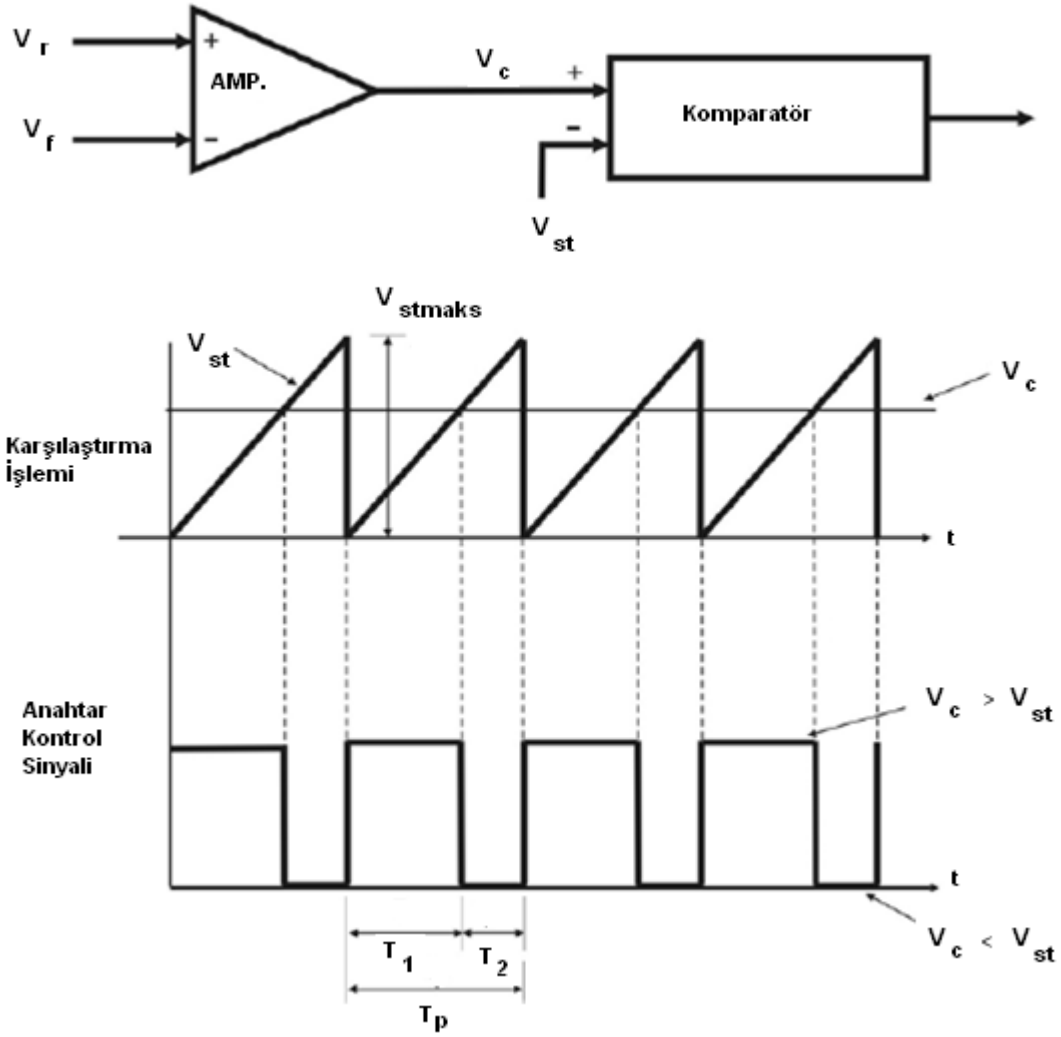
DC-DC dönüştürücüler çoğunlukla regüle edilmemiş DC gerilim kaynağının, kontrollü bir biçimde sabit DC gerilime dönüştürülmesi için kullanılırlar. Yakıt pilleri de regüle edilmemiş DC gerilim kaynağıdır. Diğer yandan batarya çıkışı düzgün olmasına rağmen motoru beslemeden önce batarya çıkışı gerilim seviyesini yükseltmek için yine bir DC-DC dönüştürücüden geçirilir. Bunun yanında DC-DC dönüştürücüler, hibrit elektrikli araç uygulamalarında farklı gerilim seviyesine sahip DC sistemlerin birbirlerine bağlanması amacıyla da kullanılırlar. Farklı gerilim seviyesine sahip DC sistemler yakıt pili, akü grubu veya alçak gerilim beslemesine ihtiyaç duyan elektronik devreler olabilir. Şekil 4.9’ da farklı seviyedeki DC gerilimlerinin paralel bağlanmasının şematik resmi görülmektedir.



Şekil 4.9 Farklı seviyedeki DC gerilimlerin birbirine bağlanması (Ünlü vd., 2003)

DC-DC dönüştürücüler, anahtarlamalı DC-DC Dönüştürücüler ve rezonanslı DC-DC dönüştürücüler olmak üzere iki ana gruba ayrılır. Fakat, DC-DC dönüştürücüler denildiğinde, daha çok anahtarlamalı dönüştürücüler anlaşılmaktadır. Bu durumda, rezonanslı dönüştürücüler özel bir tür olarak da kabul edilebilir.

Bu dönüştürücüler, genellikle darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği ile kontrol edilmektedir. Bu teknikte, sabit çalışma frekansı altında güç anahtarının iletim süresi değiştirilerek, bağlı iletim süresi D böylece DC çıkış gerilimi kontrol edilmektedir. Gerçekleştirilmesi de oldukça kolay olan PWM tekniğinde, güç anahtarı kontrol sinyalinin nasıl elde edildiği ve kontrolün nasıl sağlandığı, prensip olarak Şekil 4.10’da görülmektedir.



Şekil 4.10 Prensip olarak PWM tekniği (Bodur, 2007)

Bağıl iletim süresi ifadesi (4.2) eşitliğinde verilmiştir.

$$D = T_1 / T_p \quad (4.2)$$

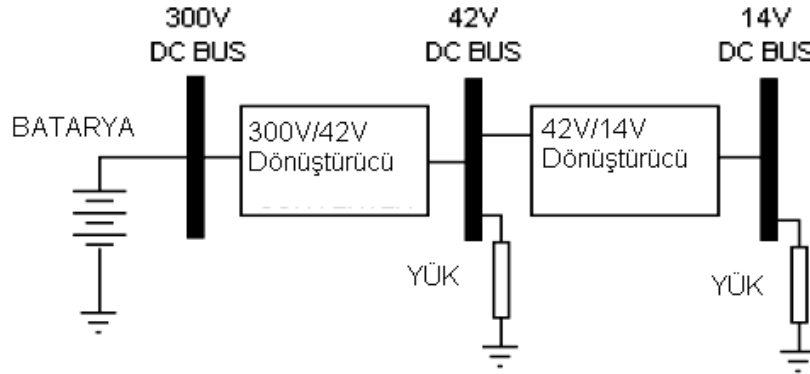
PWM tekniğinde, Şekil 4.10'dan görüldüğü gibi, istenen bir referans gerilim V_r ile geri besleme gerilimi V_f 'nin bir amplifikatörden geçirilmesiyle kontrol gerilimi V_c elde edilmekte ve bu gerilim ile istenen frekansta bir testere dişi gerilim V_{st} 'nin karşılaştırılmasıyla güç anahtarının kontrol sinyali elde edilmektedir. Burada, referans giriş gerilimi ile DC çıkış geriliminin ayarı ve geri besleme giriş gerilimi ile DC çıkış geriliminin regülasyonu sağlanmaktadır.

Anahtarlama DC-DC dönüştürücüler de kendi içinde izolasyonlu ve izolasyonsuz olmak üzere ikiye ayrılırlar. İzolasyonsuz dönüştürücüler sınıfına giren düşürücü(buck), yükseltici(boost), düşürücü-yükseltici(buck-boost) dönüştürücüler temel DC-DC

dönüştürücülerdir. İzolasyonlu dönüştürücüler ise ileri yönlü(forward), geri dönüşlü(fly-back), push-pull, yarım köprü ve tam köprü dönüştürücüler olarak sıralanır.

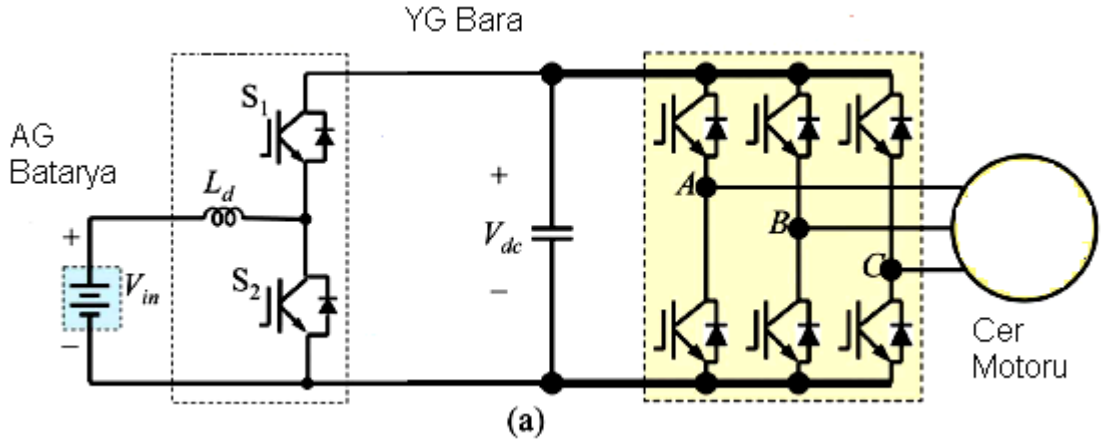
Pek çok binek hibrit elektrikli araç uygulamasında DC bara gerilimi 300 V civarında seçilmiştir. Bara gerilimi, kullanılan akülerin birbirine seri bağlanması ile gerçekleştirilebilir. Örneğin 25 adet 12 V' luk kurşun asit akünün seri bağlanması ile 300 V' luk bara gerilimi oluşturulur. Bu durumda akü grubu için DC-DC dönüştürücü kullanmaya gerek olmayabilir. Ancak yakıt pili sistemlerinin çıkış gerilimi genellikle bu seviyenin altında olduğundan, baraya güç yönetim sistemi adı da verilen DC-DC dönüştürücü aracılığı ile bağlanır. Toyota Prius hibrit elektrikli aracından örnek verirsek, 2007 modelinde batarya çıkışı 201.6 V' tur. Bu değer 50 kW' lık bir sabit mıknatıslı senkron motorun beslenmesi için bir DC-DC dönüştürücü aracılığıyla 500 V' a çıkarılır.

Elektrikli araçlarda genellikle 300 V civarında olan batarya gerilimi, araçta beslenmesi gereken çoğu elektronik devre için 14 V' a düşürülmelidir. PWM kontrollü DC-DC dönüştürücüler için bu çok küçük iletim oranları demektir. İletim oranı çok küçülüp sıfıra yaklaştığında çıkış geriliminde bozulmalar meydana gelir. Bunun için kaskad bağlı dönüştürücü yapısı kullanılır.



Şekil 4.11 Elektrikli araçta kaskad bağlı güç sistemi (Emadi vd., 2004)

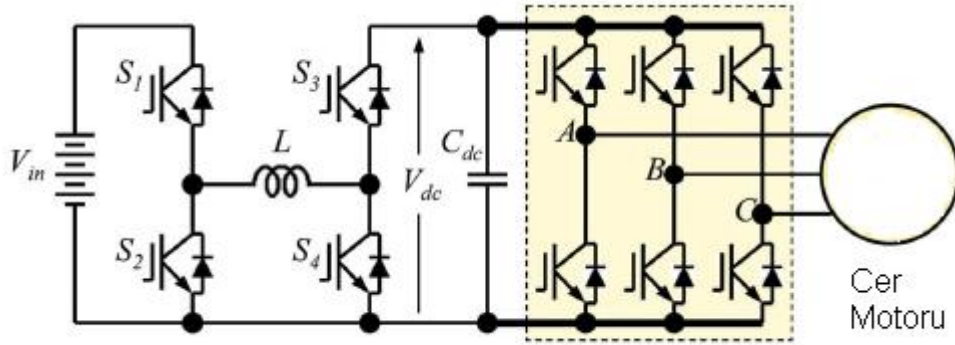
Batarya grubu çıkışında kullanılan DC-DC çeviriciler, standart çeviricilerden farklı olarak, çift yönlü güç akışını sağlamalıdır. Hibrit elektrikli araçlarda batarya grubu, çeşitli yol koşullarında sistemi besler ve uygun durumlarda tekrar şarj edilir. Bu işlem için kullanılacak çevirici çift yönlü çalışabilmeli veya iki ayrı çevirici kullanılmalıdır. İki çevirici kullanımından ağırlık ve maliyet gibi nedenlerle kaçınılmaktadır. Klasik düşürücü, yükseltici ve düşürücü-yükseltici dönüştürücüler çift yönlü çalışamazlar. Çift yönlü çalışma için bu yapılar üzerinde bazı değişiklikler yapmak gerekir.



Şekil 4.12 Yükseltici izolesiz çift yönlü DC-DC dönüştürücü(Lai, Nelson, 2007)

Şekil 4.12' deki dönüştürücüde batarya şarj modunda, S₁ anahtarı ve S₂ diyodu düşürücü dönüştürücü gibi çalışarak YG baradaki enerjiyi AG bataryaya taşır. Batarya deşarj modunda ise S₂ anahtarı ve S₁ diyodu yükseltici dönüştürücü gibi çalışarak AG bataryadaki enerjiyi YG baraya taşır(Lai, Nelson, 2007).

Eğer batarya gerilimi YG baranın gerilimiyle aynı seviyede ise bu sefer düşürücü-yükseltici DC-DC dönüştürücü kullanmak gerekir.

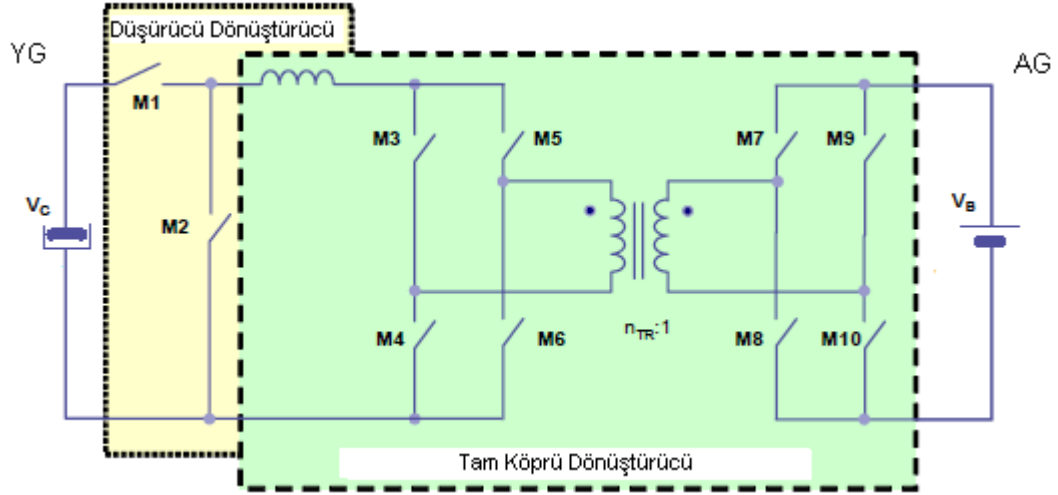


Şekil 4.13 Düşürücü- yükseltici izolesiz çift yönlü DC-DC dönüştürücü(Lai, Nelson, 2007)

Şekil 4.13' teki devrede batarya şarj modunda, S₂ ve S₃ anahtarları aracılığıyla endüktans beslenir. S₂ ve S₃ anahtarları kesime girdiğinde S₁ ve S₄ diyotları aracılığıyla batarya şarj olur. Batarya deşarj modunda ise S₁ ve S₄ anahtarları endüktansı besler ve kesime girdiklerinde S₂ ve S₃ diyotları enerjiyi DC baraya aktarır(Lai, Nelson, 2007).

Yüksek güçlü uygulamalarda emniyet nedeniyle izolasyonlu dönüştürücüler tercih edilir. Batarya ve cer motoru arasında görev yapacak olan bu dönüştürücülerin de çift yönlü çalışması gerekir.

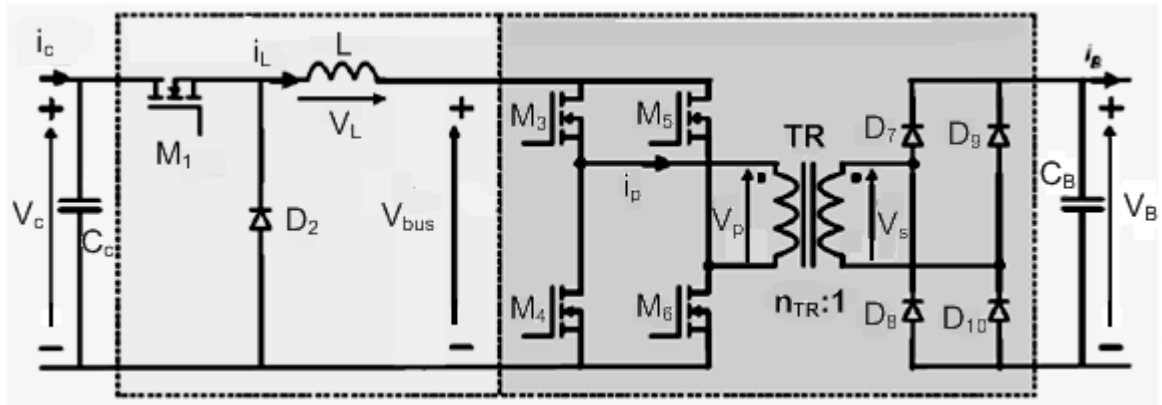
Şekil 4.14' te ise elektrikli araç uygulamalarında kullanılan başka bir izoleli dönüştürücü görülmektedir.



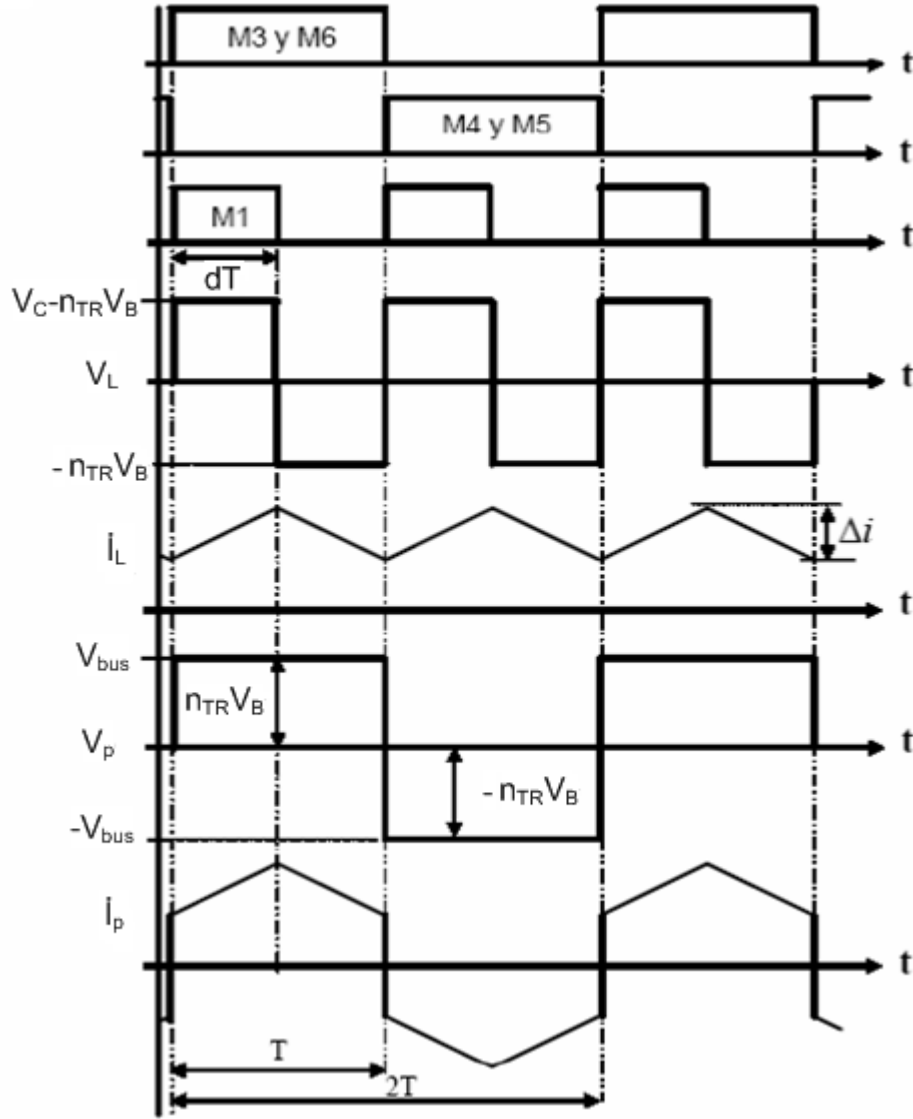
Şekil 4.14 Çift yönlü izoleli DC-DC dönüştürücü(Garcia vd., 2005)

Şekil 4.14' teki yapıda düşürücü bir dönüştürücü ile tam köprü bir dönüştürücü entegre edilmiştir. Dönüştürücüdeki tüm anahtarlar için MOSFET kullanılmıştır. Bu dönüştürücünün önemli bir özelliği V_c olarak gösterilen YG barayı, motorun kalkış anı gibi durumlarda düşürücü bir dönüştürücü gibi çalışarak düşük gerilim ile besleyebilmesidir(Garcia vd., 2005).

Şekil 4.15' te bataryanın şarj edildiği durumdaki eşdeğer devre görülmektedir.



Şekil 4.15 Bataryanın şarj olma anında eşdeğer devre (Garcia vd., 2005)



Şekil 4.16 Bataryanın şarj olma anındaki temel dalga şekilleri(Garcia vd., 2005)

Burada düşürücü dönüştürücü tam köprü dönüştürücünün 2 katı frekansta çalışmaktadır. Tam köprü dönüştürücü %50 iletim oranıyla çalışmaktadır. Bara gerilimi, transformatör dönüştürme oranı ile batarya geriliminin çarpımına eşittir. Çıkış geriliminin kontrolü M_1 anahtarının iletme girip çıkmasıyla sağlanmaktadır.

Şekilden de anlaşıldığı üzere burada çıkış gerilimi, düşürücü dönüştürücüye ait M_1 anahtarının bağlı iletim süresi ve izolasyon transformatörünün dönüştürme oranıyla ayarlanmaktadır. Örnek devrede $n_{TR}=1$ olduğu için çıkış gerilimi sadece M_1 anahtarının bağlı iletim süresi ile ayarlanmaktadır.

Tam köprü dönüştürücü girişi V_{bus} , çıkışı V_B ile gösterilmiştir. Giriş ile çıkış gerilimleri arasındaki bağıntı aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$V_B = V_{bus} \cdot (N_s/N_p).D.2 \quad (4.3)$$

$$N_s/N_p = 1 \quad (4.4)$$

$$D = 0.5 \quad (4.5)$$

Bağıl iletim süresi D' nin kaynağın kısa devre olmaması için pratikte 0.5' ten daha küçük olması gerekir. Fakat burada düşürücü dönüştürücü anahtarı M_1 ' in zaten enerjiyi kesmiş olmasından dolayı kısa devre durumu söz konusu olmamaktadır.

Düşürücü dönüştürücünün giriş gerilimi V_c çıkış gerilimi V_{bus} ile gösterilmiştir. M_1 anahtarına ait bağıl iletim süresi dT/T ' dir. Aralarındaki bağıntı aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$V_{bus} = (dT/T)V_c \quad (4.6)$$

L ' nin değerinin tayin edilebilmesi ΔI_L değerine bağlıdır.

$$V = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.7)$$

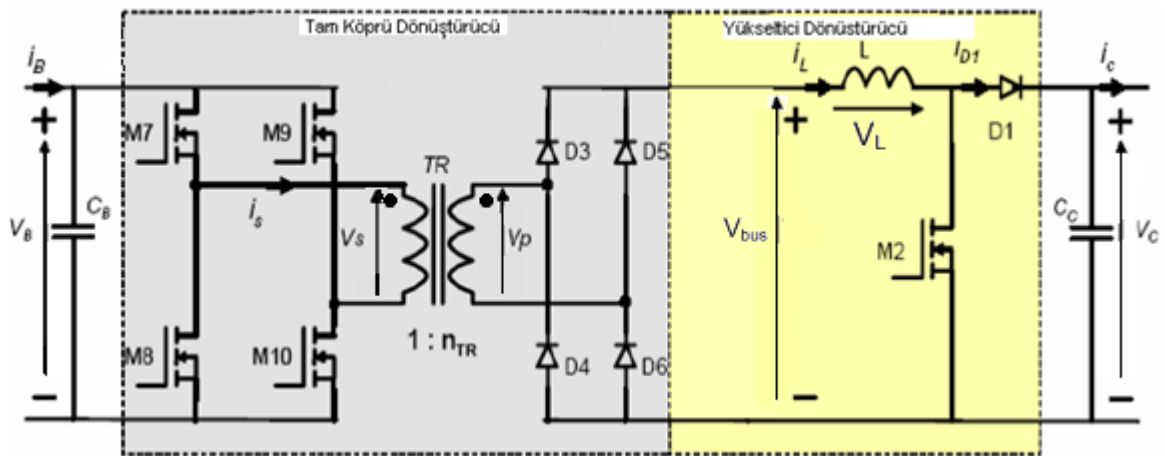
$$\Delta i = \frac{1}{L} V \Delta t \quad (4.8)$$

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (V_c - V_{bus}) dT = \frac{1}{L} V_{bus} (T - dT) \quad (4.9)$$

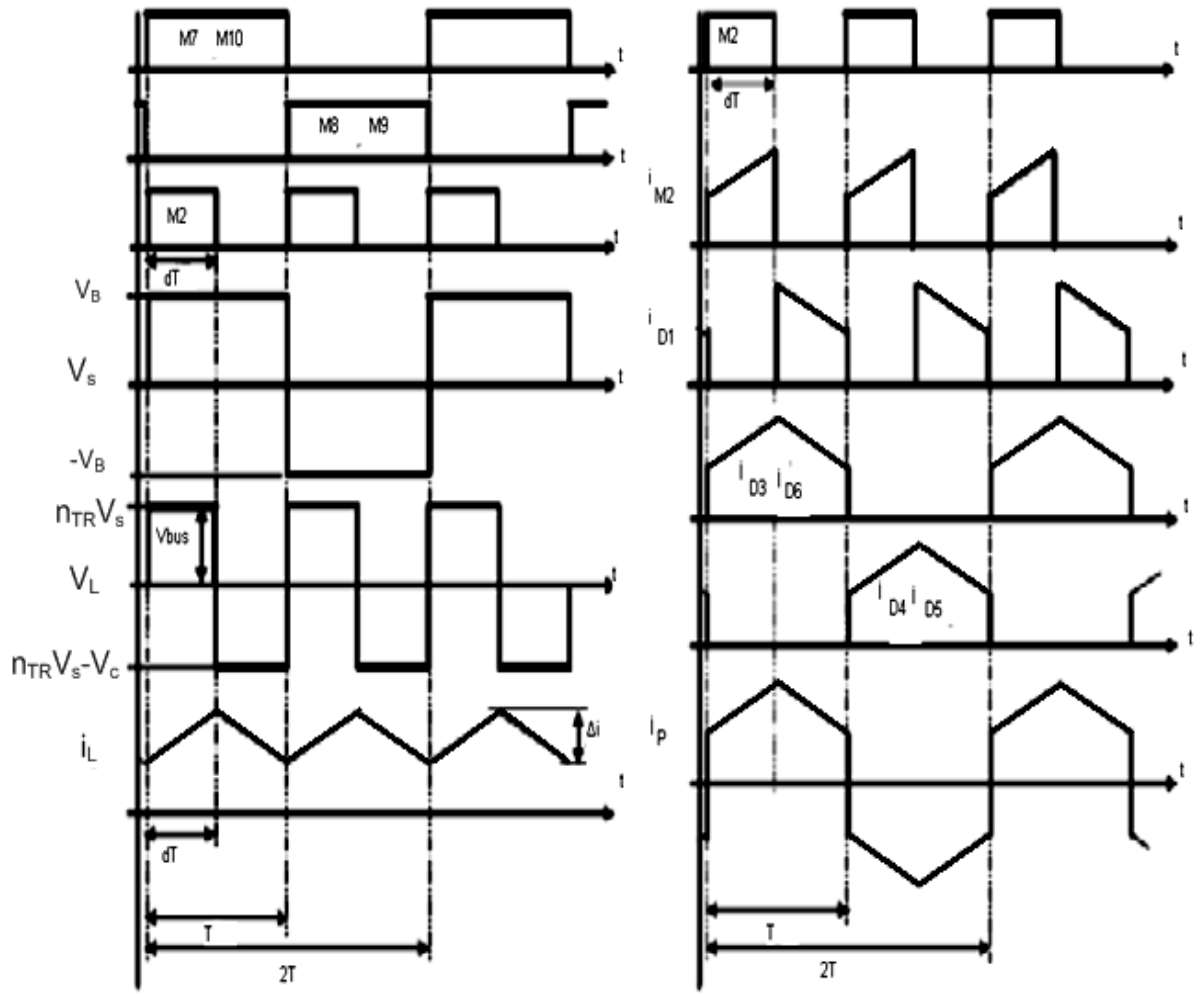
(4.6) denklemi (4.9)' da yerine konursa (4.10) elde edilir.

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (V_c - V_{bus}) \left(\frac{V_{bus}}{V_c} \right) \frac{1}{f} \quad (4.10)$$

Şekil 4.17' de bataryadan enerji çekildiği durumdaki eşdeğer devre görülmektedir.



Şekil 4.17 Bataryadan enerji çekilmesi anındaki eşdeğer devre(Garcia vd., 2005)



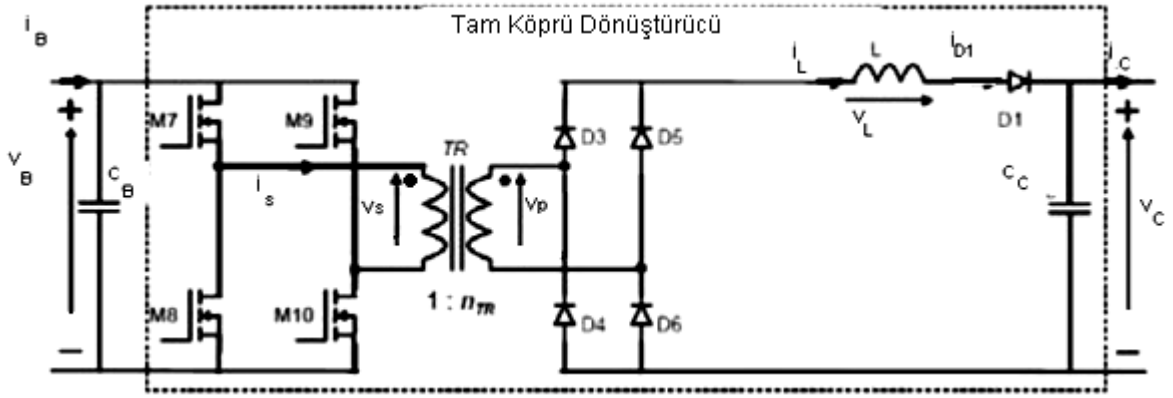
Şekil 4.18 Bataryadan enerji çekilmesi anında temel dalga şekilleri (Garcia vd., 2005)

Bataryadan enerji çekilmesi durumunda da tam köprü dönüştürücü % 50 iletim oranıyla çalışmaktadır ve devrede izolasyon trafosu dönüştürme oranı 1 olduğu için çıkış geriliminin kontrolü M_2 anahtarı tarafından gerçekleştirilir. Yükseltici dönüştürücünün gerilim ifadesi ve endüktans akımındaki dalgalanma ifadesi aşağıda verilmiştir.

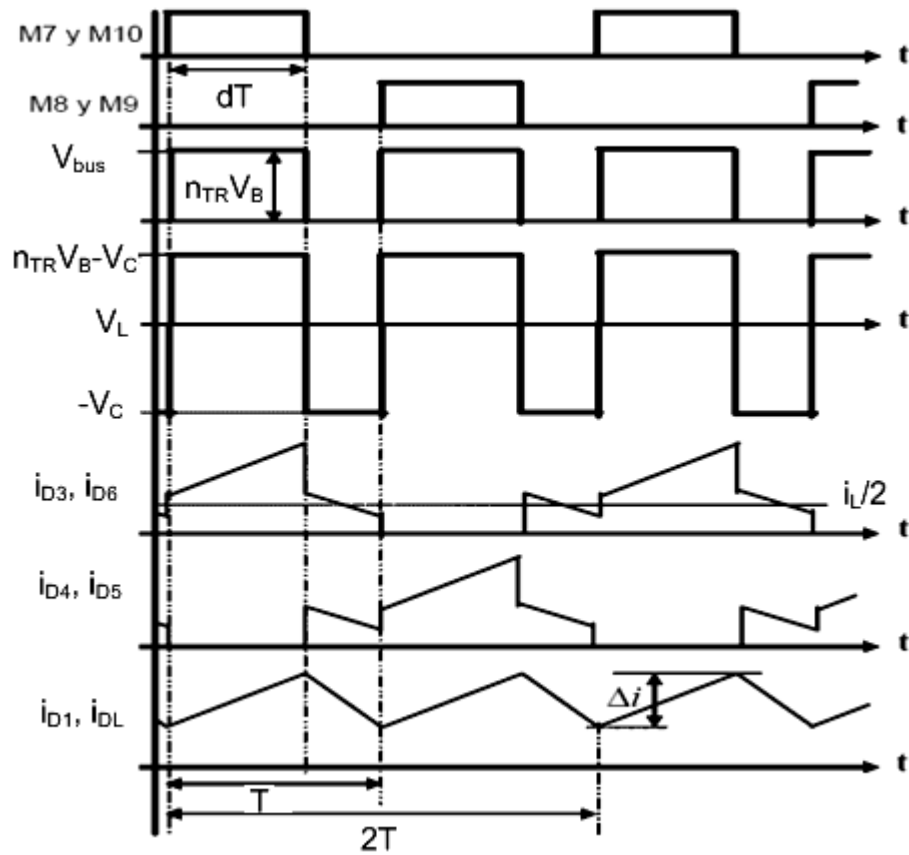
$$V_c = V_{bus} (T / (T - dT)) \quad (4.11)$$

$$\Delta I_L = (1/L) V_{bus} dT = \frac{1}{L} (V_c - V_{bus}) (T - dT) \quad (4.12)$$

Motor kalkış anında bataryadan enerji çekilip bunun gerilim seviyesinin düşürülmesi gerekebilir. Bu yapıda tam köprü dönüştürücüye entegre edilmiş olan yükseltici dönüştürücünün M_2 anahtarı açık M_1 anahtarı ise kapalı durumdadır. Bu durumdaki eşdeğer devre şekil 4.19' da verilmiştir.



Şekil 4.19 Motor kalkışı için kullanılan eşdeğer devre (Garcia vd., 2005)



Şekil 4.20 Motor kalkışındaki temel dalga şekilleri (Garcia vd., 2005)

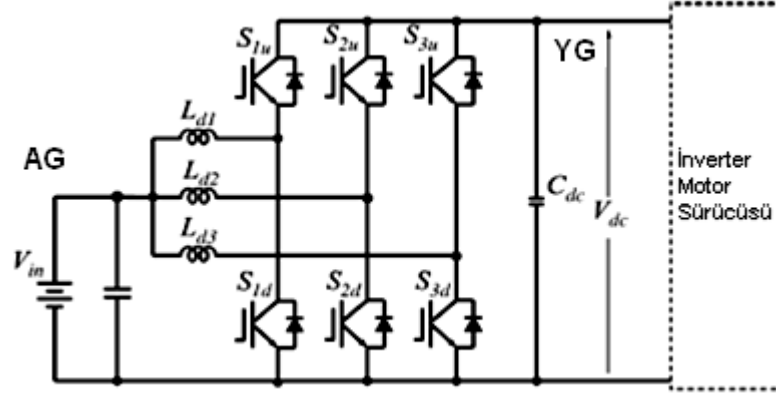
Burada kontrol sadece tam köprü dönüştürücünün düşük gerilim tarafındaki yarıiletken anahtarlar ile yapılır. İletim oranı 0' dan % 50' ye çıkarılır. Oran % 50' ye geldiğinde artık normal çalışmaya geçilir(Garcia vd., 2005).

$$V_c = V_B \cdot (N_p/N_s) \cdot D \cdot 2 \quad (4.13)$$

Bağıl iletim süresi D, tam köprü dönüştürücü tek başına çalıştığı süre içinde 0,5' in altında bir

değerdedir.

Çok yüksek güçlü uygulamalarda, dönüştürücü yüksek akımlarla çalışabilmek için birden fazla elemanı paralel olarak içerir. Şekil 4.21’ de buna bir örnek görülmektedir.

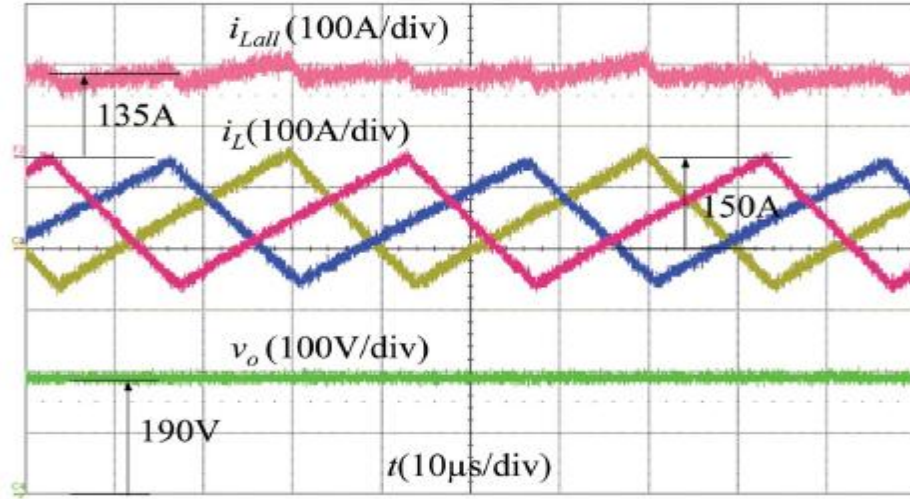


Şekil 4.21 Üç faz izolesiz çift yönlü dönüştürücü (Lai ve Nelson, 2007)

Bu devre bataryanın motoru beslediği durumda yükseltici bir dönüştürücü olarak çalışır. Alt anahtarlar(S_{1d} , S_{2d} , S_{3d}) iletme girerek bağlı oldukların endüktansın enerji depolamasını sağlarlar. Kesime giren alt anahtarın bağlı olduğu endüktanstaki enerji aynı kolda bulunan üst anahtara ters paralel olan diyot üzerinden yüke aktarılır. Bataryanın şarj edildiği durumlarda ise dönüştürücü düşürücü özellik gösterir. Üst anahtarlar(S_{1u} , S_{2u} , S_{3u}) iletme girerek bağlı oldukları endüktans üzerinden yükü beslerler. Kesime giren üst anahtarın bağlı olduğu endüktanstaki enerji devresini aynı koldaki alt anahtara ters paralel bağlı diyot üzerinden tamamlayarak yükü besler(Lai ve Nelson, 2007).

Devredeki 3 faz ayağı akım ve gerilim streslerinin azaltılmasına yardımcı olur. 3 faz ayağı 120° aralıklarla kontrol edilir. Yük akımındaki dalgalanma, 3 faz ayağındaki akımların üst üste binmesi ile minimuma iner.

Şekil 4.22’ de örnek bir sistem için devrenin akım ve gerilim değerleri görülmektedir. Toplam akımdaki dalgalanma minimuma inmiştir böylece her iki taraftaki kondansatörlerin üzerindeki akım stresi de minimuma inmiştir. Devrede küçük kapasiteler kullanılsa bile çıkış gerilimdeki dalgalanma ihmal edilebilir düzeydedir. 3 fazı üst üste bindirme neticesinde çıkış akımının dalgalanması en aza indirildiği için devredeki pasif elemanlar önemli derecede küçülmüştür. Burda ele alınan örnekte giriş kapasitesi $200 \mu F$ çıkış kapasitesi $70 \mu F$ tır(Lai ve Nelson, 2007).



Şekil 4.22 Üç faz izolesiz çift yönlü dönüştürücünün akım ve gerilimi (Lai ve Nelson, 2007)

5. İNVERTERLER

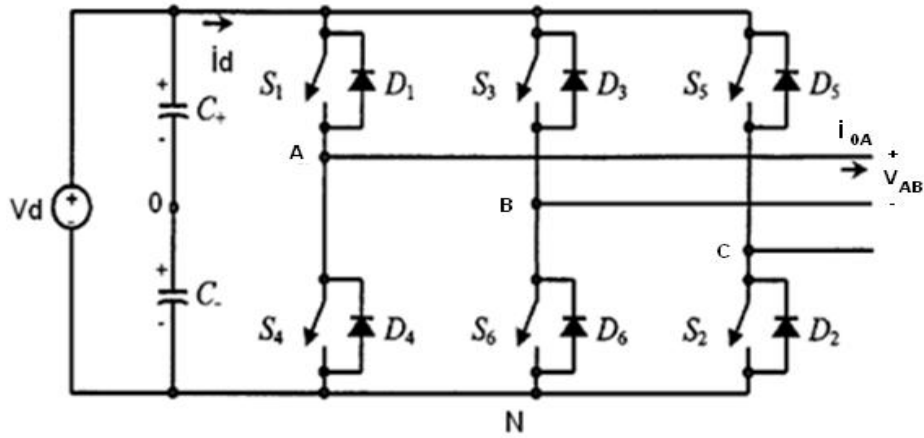
Elektrikli araçlardaki temel enerji kaynağı DC çıkış veren bataryalardır. Bu DC çıkışın istenen değerde AC çıkışa dönüştürülmesi için inverterler kullanılır. İnverter, başta araçtaki elektrik motorunun sürülmesinde kullanılır ve aracın en önemli bileşenlerinden biridir. DC hattaki büyüklüğün türüne göre inverterler temel olarak akım kaynaklı(CSI) ve gerilim kaynaklı(VSI) olmak üzere ikiye ayrılırlar. İnverterler yapıları gereği doğal olarak iki yönlü çalışabilirler.

Araçtaki esas görevi, beslediği motorun ihtiyaçlarına göre istenen genlik ve frekansta, akım ve gerilim vermek olan inverterin aşağıdaki temel ihtiyaçları karşılayabilmesi gerekmektedir.

- Arzu edilen hıza göre frekansı ayarlayabilmelidir
- Sabit moment bölgesinde hava aralığı akışını korumak için gerilimi ayarlayabilmelidir.
- Herhangi bir frekansta sürekli olarak nominal akımı sağlayabilmelidir.

5.1 Gerilim Kaynaklı İnverterler

Elektrikli araçta gerilim kaynaklı inverterin girişi bataryadan sağlanır. Şekil 5.1’ de üç fazlı gerilim kaynaklı inverterin devre şeması görülmektedir.



Şekil 5.1 Üç fazlı gerilim beslemeli inverter (Rashid, 2001)

İstenen çıkış dalga şeklini elde etmek için farklı teknikler uygulanabilir.

5.1.1 Kare Dalga İnverter

Kare dalga inverterlerde çıkış geriliminin dalga şeklinin bozulmaması için iletim genellikle 180° dir. Bu sistemde inverterde gerilimin genliği kontrol edilemez. İnverter çıkışındaki gerilimin kontrolü için inverter girişindeki DC gerilim kullanılır. İnverter çıkışındaki AC gerilimin efektif değeri aşağıdaki şekilde ifade edilir. Çıkış gerilimi dalga şekli, yükten bağımsız olduğu için harmonikler içerir.

$$V_{LL} = \sum_{n=1,5,7,11,13,\dots}^{\infty} \frac{4V_d}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left(n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad (5.1)$$

$$V_{LL1} = \frac{4V_d}{\sqrt{2}\pi} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = 0.78V_d \quad (5.2)$$

Harmoniklerin de dahil olduğu şekilde elde edilecek sonuç aşağıda verilmiştir.

$$V_{LL} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{AB}^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5.3)$$

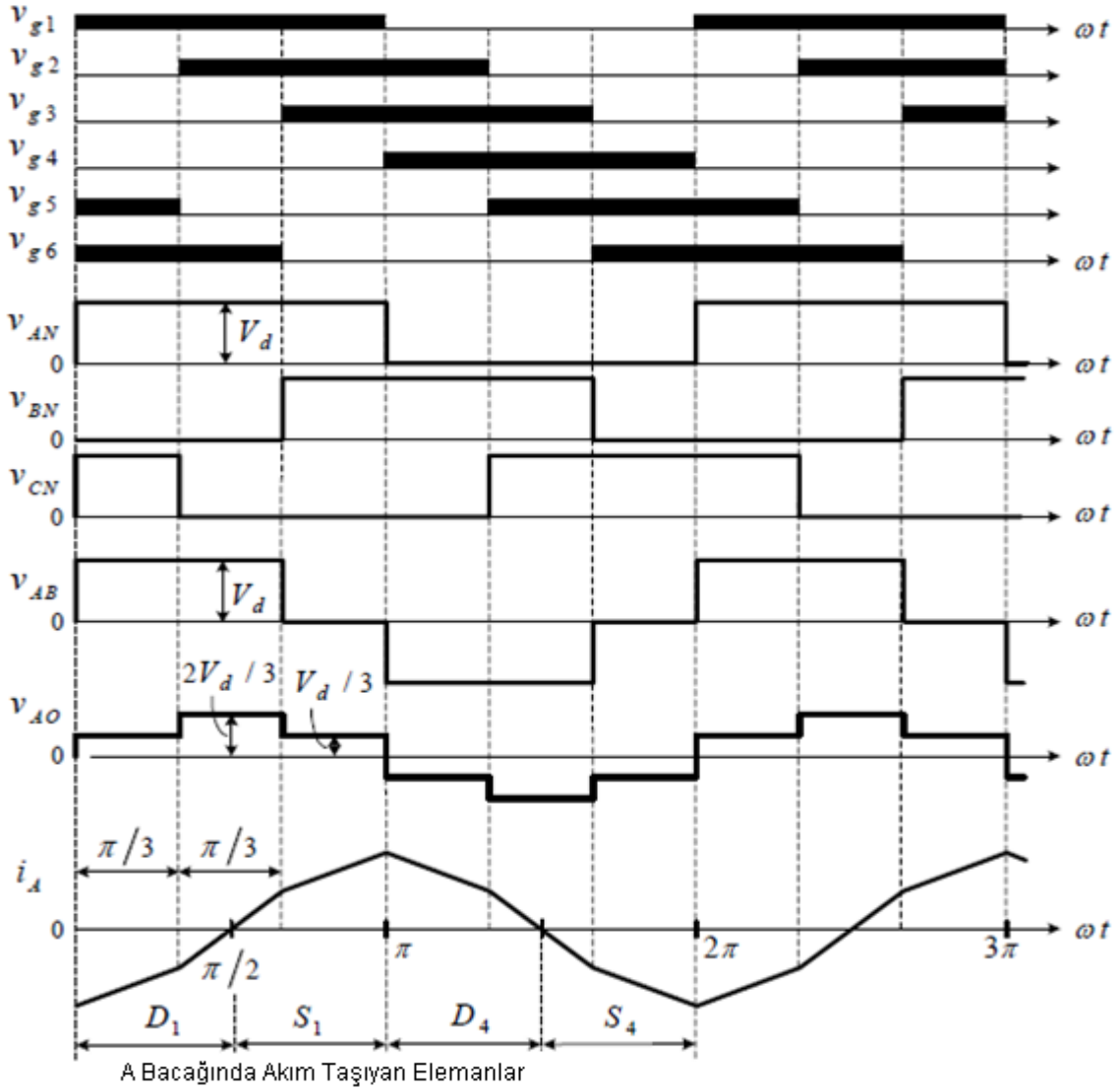
$$V_{LL} = \left[\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\frac{2\pi}{3}} (V_d)^2 d(\omega t) + \int_{\pi}^{\frac{5\pi}{3}} (-V_d)^2 d(\omega t) \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5.4)$$

$$V_{LL} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_d = 0.816V_d \quad (5.5)$$

Burada V_d , DC hat gerilimini ifade etmektedir.

Faydalı momenti sadece temel bileşenin oluşturduğu dikkate alındığında burada asıl önemli değer (5.2) ifadesinde elde edilen değerdir.

Şekil 5.2' de üç faz gerilim beslemeli kare dalga inverterin anahtarlama durumları ile akım ve gerilim değişimleri görülmektedir.



Şekil 5.2 Üç Faz gerilim beslemeli kare dalga inverterin anahtarlama durumları, akım ve gerilim değişimleri (Wu, 2006)

5.1.2 PWM İnverterler

Yüksek performanslı AC motor sürücüleri darbe genişlik modülasyonlu (PWM) gerilim beslemeli inverterler (VSI) ile çalışmaktadır. Bu yöntem kullanılarak inverter ile gerilimin kontrolü mümkündür. İnverterin çıkış gerilimi gerilim darbelerinin sayısı ve/veya genişlikleri değiştirilerek kontrol edilir.

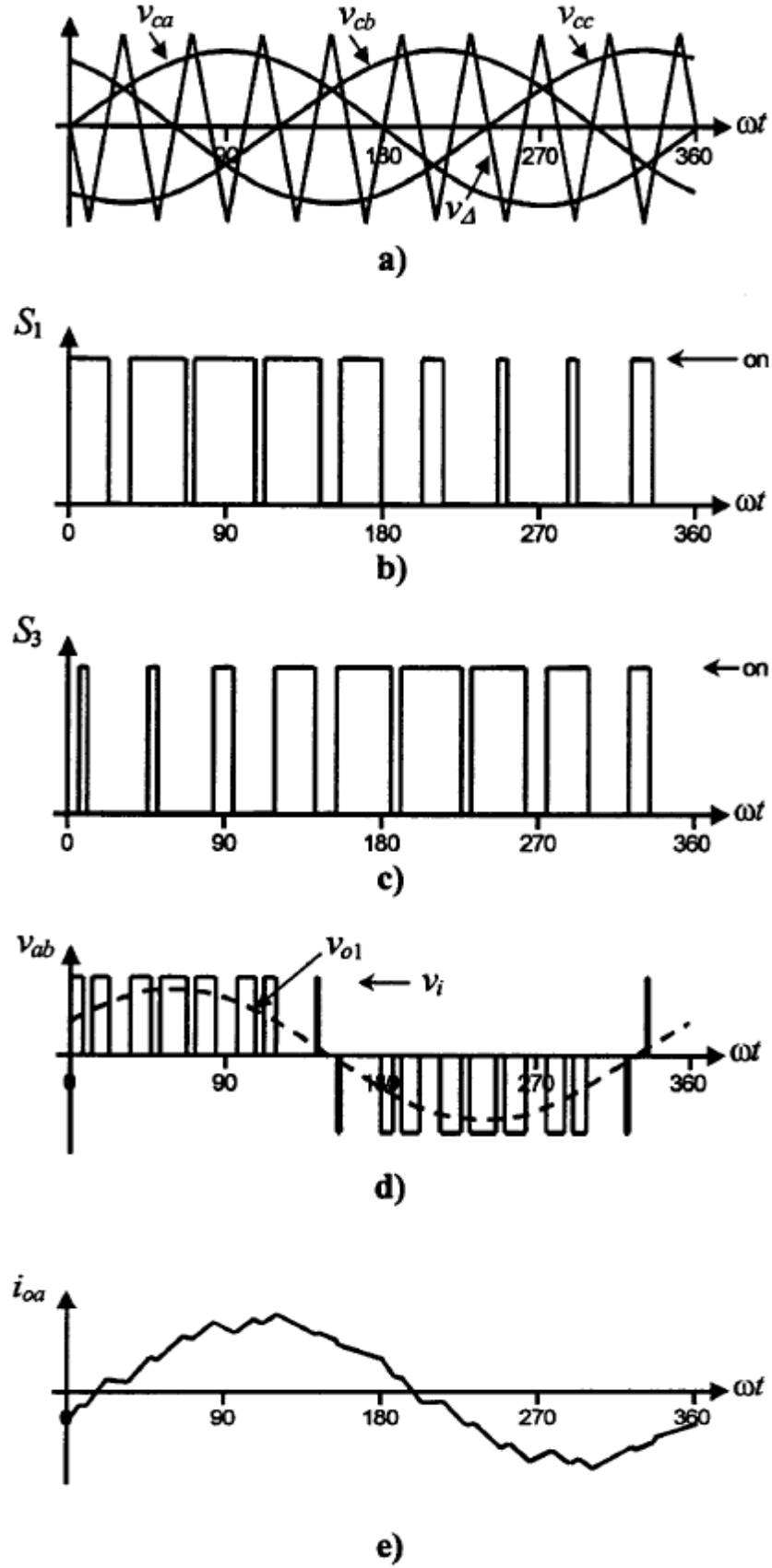
Genel olarak, PWM inverterlerden beslenen AC motorların kare dalga inverterden beslenenlere göre üstünlükleri aşağıda belirtilmiştir.

- Stator akımında daha az dalgalanma ve bunun neticesinde momentte daha az darbe olması
- Kayıpların daha düşük olması
- Hızlı akım kontrolü ile yüksek dinamik performans sağlanması

- Filtre elemanlarının boyutlarının azalması
- İlave bir gerilim kaynağı kontrol ünitesi gerektirmemesi(Adam, 2007)

5.1.2.1 Sinusoidal PWM İnverter

Bu yöntemde modülasyon sinyali olarak ayarlanabilir genlik ve frekanslı sinüsoidal dalga kullanılarak PWM çıkışlar üretilir. Sinusoidal modülasyon sinyali kullanılmasının amacı çıkış geriliminin mümkün olduğunca sinusoidale yakın olmasının istenmesidir. Değişken genlikli (A_A , A_B , A_C) üç faz referans gerilimleri (V_a , V_b , V_c), şekil 5.3-a' da görüldüğü sabit genlikli (A_m) taşıyıcı üçgen dalga(V_{tr}) ile karşılaştırılır. Karşılaştırıcıdan çıkan 3 kontrol sinyali inverterin 3 bacağı içindir. Sinusoidal referans gerilimi(V_a , V_b , V_c) bir t anında taşıyıcı üçgen dalgadan daha büyükse S_1 , S_3 , S_5 anahtarları iletme, S_4 , S_6 , S_2 anahtarları kesime girer. Motorun ilgili faz sargısı pozitif gerilim altındandır. Diğer yandan sinusoidal referans gerilimi taşıyıcı üçgen dalgadan daha küçükse S_1 , S_3 , S_5 anahtarları kesime, S_4 , S_6 , S_2 anahtarları iletme girer. Motorun ilgili faz sargısı negatif gerilim altındandır. SPWM yönteminde inverter çıkışındaki gerilim dalgaları birbirinin aynı olmalı ve aralarında 120° faz farkı bulunmalıdır. Üç faz gerilimleri şekil 5-3' te görülmektedir.



Şekil 5.3 SPWM ideal dalga şekilleri a) taşıyıcı ve modülasyon sinyalleri b) 1. anahtarın durumu c) 3. anahtarın durumu d) AC çıkış gerilimi e) AC çıkış akımı (Rashid, 2001)

Motora uygulanan gerilimin temel bileşen frekansı, sinusoidal referans gerilim frekansı ile aynıdır. Bu yüzden, motor gerilimi frekansı, referans gerilim frekansı ile değiştirilebilir. Referans dalga genliğinin taşıyıcı üçgen dalga genliğine oranı, m , modülasyon indeksi olarak adlandırılır.

$$m = A/A_m \quad (5.6)$$

Burada A , referans dalga genliğini ve A_m , taşıyıcı dalga genliğini göstermektedir.

Lineer bölgede ($m < 1$), çıkış gerilimi temel bileşeni modülasyon indeksi ile lineer olarak değişir. Şekil 5.3' te de görüldüğü gibi gerilimin tepe değeri

$$\hat{V}_{AN} = m \left(\frac{V_d}{2} \right) \quad (5.7)$$

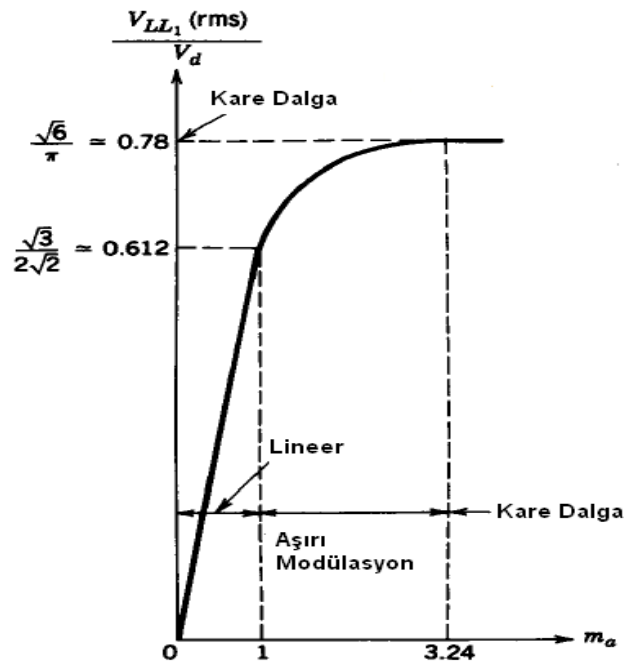
şeklinde ifade edilir.

Faz dalgasının temel bileşeni (rms) aşağıdaki şekilde ifade edilir,

$$V_{LL1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{V}_{AN} \quad (5.8)$$

$$V_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m V_d \quad (5.9)$$

$$V_{LL1} = 0.612 V_d \quad (5.10)$$

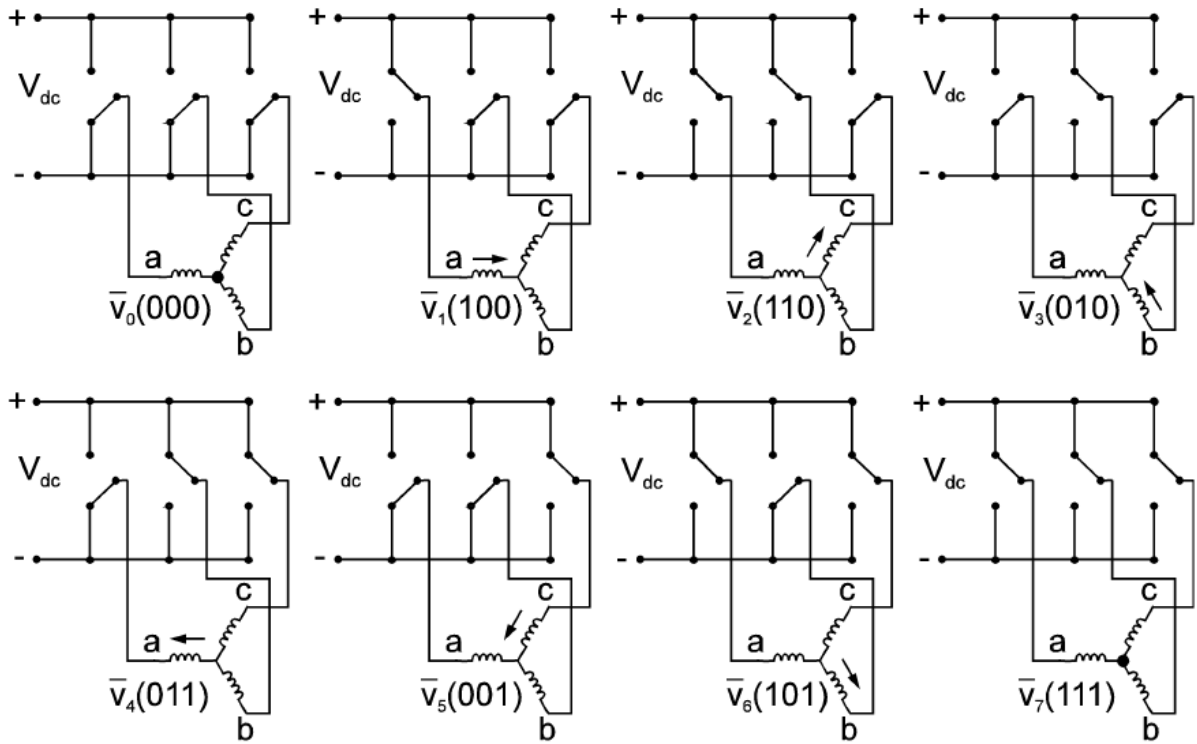


Şekil 5.4 Üç fazlı inverterde gerilim sınırları (Mohan vd., 2002)

Gerilimin temel bileşeni m ile lineer olarak artar. $m > 1$ olduğunda gerilimlerdeki darbe sayısı azalır ve modülasyon sinusoidal olmaktan uzaklaşır.

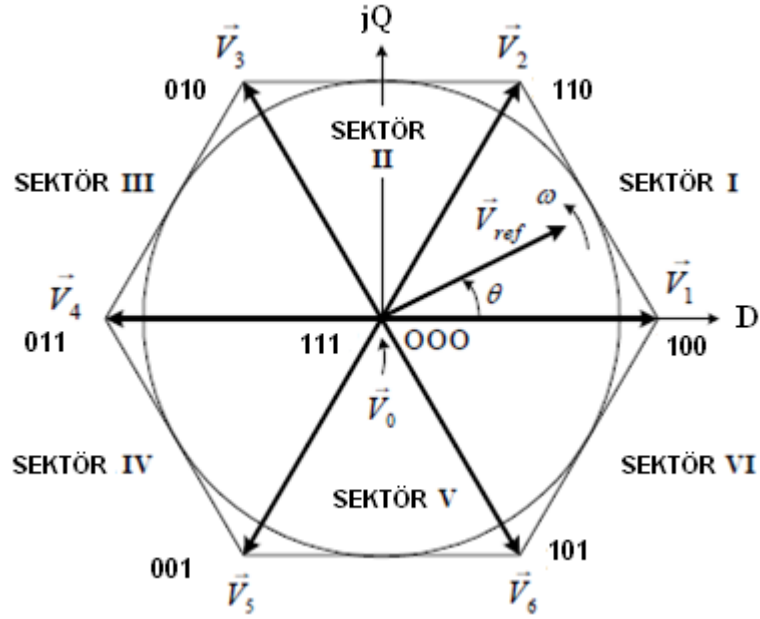
5.1.2.2 Uzak Vektör PWM İnverter

Uzak vektör PWM, sinusoidal PWM tekniğinde maksimum çıkış geriliminin düşük ve anahtarlama sayısının çok yüksek olması sebebiyle geliştirilen alternatif metotlardan birisidir. Üç fazlı inverterin kollarında bulunan üst ve alt anahtar aynı anda iletimde olamayacağından her kolda iki ayrı anahtar durumu olabilir. Sonuçta inverterde toplam 8 farklı anahtar durumu meydana gelir. Her bir durum neticede bir uzak vektörü oluşturur. Uzak vektör PWM yönteminde anahtarlama neticesinde ortaya çıkan uzak vektörleri uygun sıra ile motora uygulanır.



Şekil 5.5 Anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri (Bakan, 2002)

Şekil 5.6' da da görüldüğü gibi V_1 - V_6 vektörleri aktif vektörler, V_0 ve V_7 sıfır gerilim vektörleridir.



Şekil 5.6 Uzak vektörlerin gösterimi (Wu, 2006)

V_{ref} genlikli ve ω hızında dönen referans gerilim vektörünün bileşenleri aşağıdaki şekilde ifade edilir. Altıgen içinde istenen gerilim vektörü sekiz vektörün farklı kombinasyonları ile elde edilir.

İnverter faz gerilimleri aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$V_{SA} = S_a \cdot V_{dc} \quad (5.11)$$

$$V_{SB} = S_b \cdot V_{dc} \quad (5.12)$$

$$V_{SC} = S_c \cdot V_{dc} \quad (5.13)$$

Burada $S_{a,b,c}$ anahtar konumunu ifade eder, 1 ya da 0 değerini alır.

Gerilim vektörünün (V_k) iki faza dönüştürülmüş ifadesi de aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_{Ds} \\ V_{Qs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} \\ \sin 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{SA} \\ V_{SB} \\ V_{SC} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

$$V_k = V_{Ds} + jV_{Qs} \quad (5.15)$$

Çizelge 5.2 İnverterde anahtarlama konumuna bağlı olarak V_{Ds} ve V_{Qs} çıkış gerilimleri (Bakan, 2002)

k	S_a	S_b	S_c	V_{Ds}	V_{Qs}
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$V_{dc} \cdot 2/3$	0
2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
4	0	1	1	$-V_{dc} \cdot 2/3$	0
5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
7	1	1	1	0	0

Çizelge 5.2' deki sonuçlardan yola çıkarak inverterin d-q modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)(\frac{\pi}{3})} \quad (5.16)$$

Referans gerilim vektörü V_{ref} , V_i ve V_{i+1} arasındayken sadece bu iki aktif vektör ve sıfır gerilim vektörleri kullanılmalıdır. Bu şekilde anahtarlama sayısı en aza indirilmiş olur. Bir T_s periyodunda üretilen vektörün V_{ref} ' in ortalamasına eşit olması için aşağıdaki eşitlik sağlanmalıdır.

$$V_{ref} T_s = V_k T_k + V_{k+1} T_{k+1} + V_0 T_0 \quad (5.17)$$

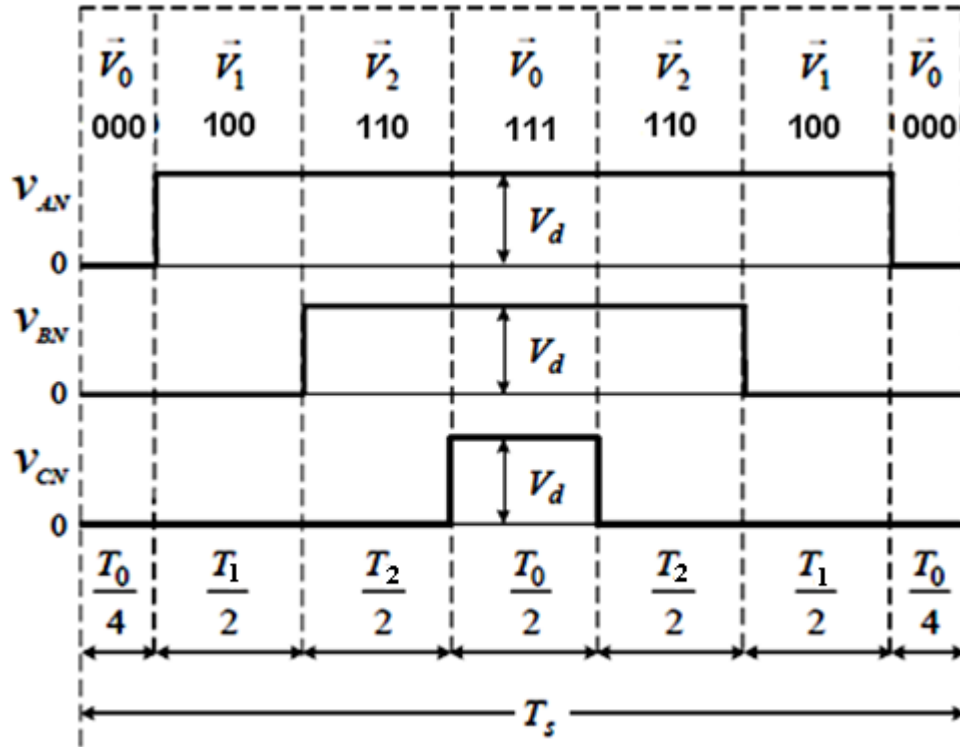
Aktif vektörlerin genliği $(2/3)V_d$ olduğuna göre, T_1 ve T_2 süreleri aşağıdaki şekilde bulunur.

$$T_2 = \frac{V_{Qsref} T_s}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin 60} = \frac{\sqrt{3} V_{Qsref}}{V_{dc}} T_s \quad (5.18)$$

$$T_1 = \frac{3 V_{Dsref} T_s}{2 V_{dc}} - \frac{T_s}{2} \quad (5.19)$$

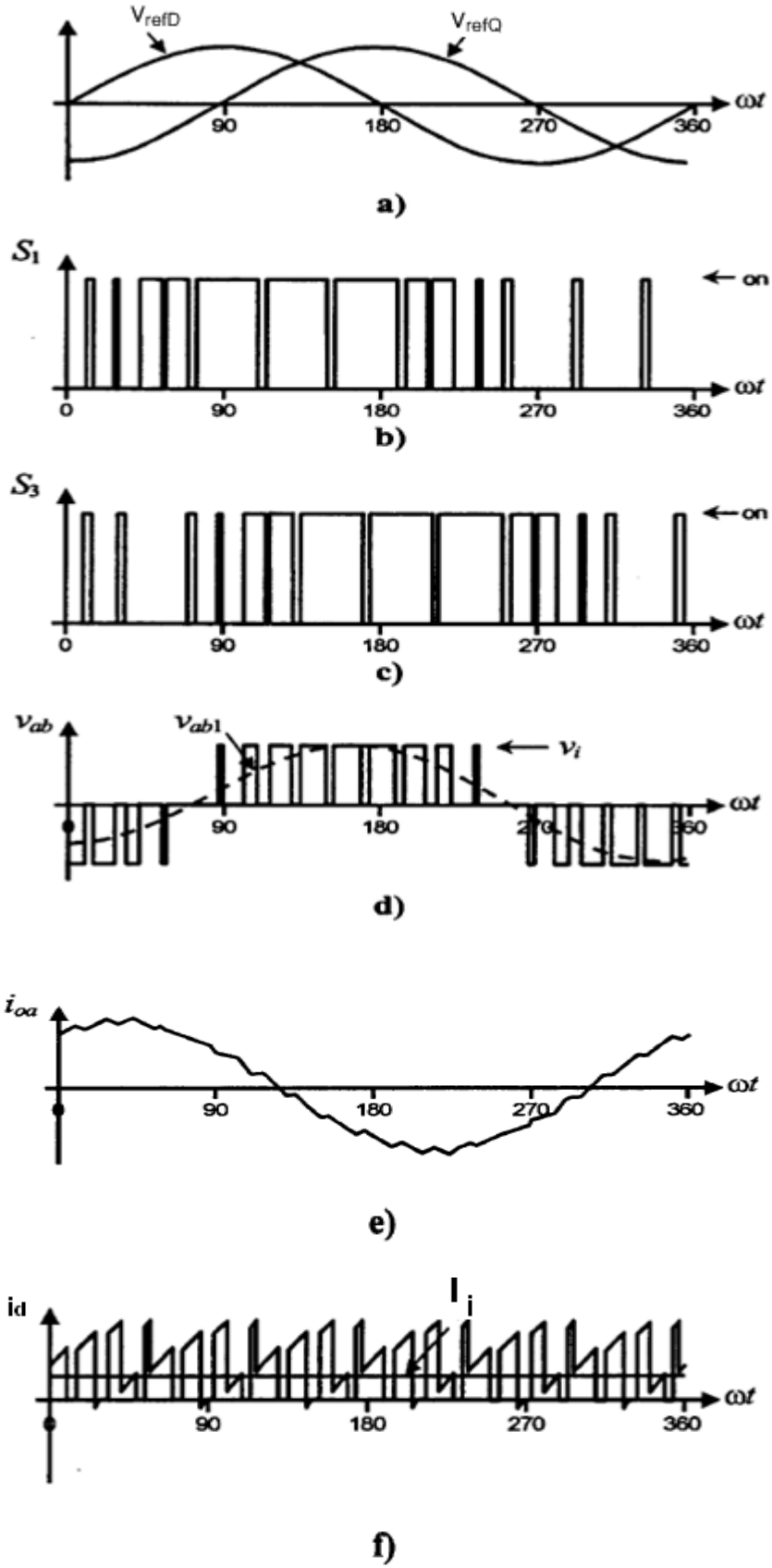
$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (5.20)$$

Şekil 5.7' de referans gerilim vektörünün 1. Bölgede olması durumunda üretilen gerilim vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 5.7 1. Bölge için üretilen anahtarlama dizini (Wu, 2006)

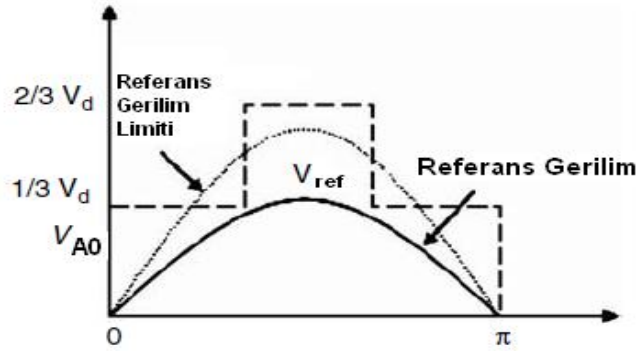
Şekil 5.8’ de uzay vektör modülasyonu için ideal dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 5.8-f’ de görülen değişim dc giriş akımı ve anahtarlama frekansına bağlı harmonikleri içermektedir.



Şekil 5.8 Uzay vektör modülasyonu için ideal dalga şekilleri a) modülasyon sinyalleri b-c) anahtarlama durumları d) AC çıkış gerilimi e) AC çıkış akımı f) DC akım (Rashid, 2001)

Uzay vektör PWM ile SPWM karşılaştırıldığında başlıca farklar, daha düşük faz akımları, güç dönüştürücüsü ve motorda azaltılmış güç dağılımı ve ısı üretimi olarak belirtilebilir. İlave olarak uzay vektör PWM tekniği faz akımlarında düşük güç dağılım ve düşük gürültü için daha az harmonikler üretir.

Şekil 5.6’ da görülen altıgene içten teğet olan çember referans gerilim vektörü limitini gösterir. Şekil 5.9’ da da bu durum gerilim değişimi üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 5.9 Referans faz gerilim dalgası (Emadi, 2005)

Karşılaştırmanın daha kolay yapılabilmesi için modülasyon indeksi burada referans gerilim tepe değerinin kare dalga gerilimi tepe değerine oranı olarak tanımlanmıştır.

$$m' = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{1KD}} \quad (5.21)$$

Şekil 5.6’ daki çember içerisinde referans gerilim vektörünün alabileceği en büyük değer (5.22) eşitliğinde verilmiştir.

$$\hat{V}_{ref} = \frac{2}{3} V_d \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = 0.577V_d \quad (5.22)$$

Buradan da aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$m' = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{1KD}} = \frac{0.577V_d}{\left(\frac{2}{\pi}\right)V_d} = 0.907 \quad (5.23)$$

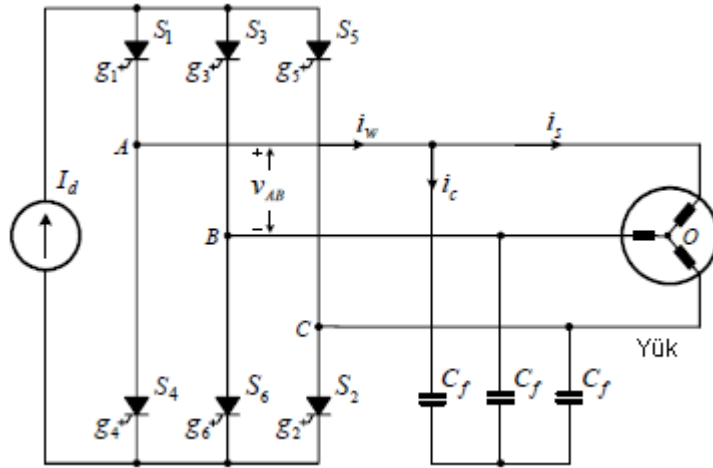
Burada elde edilen sonuçlar neticesinde faz-faz ve efektif değerlere göre bir değerlendirme yapıldığında uzay vektör modülasyonu modülasyon oranı sınırı kare dalga ve sinusoidal PWM’ in arasında, 0.71 değerinde olduğu görülmektedir (Emadi, 2005).

Uzay vektör PWM kullanıldığında, aynı DC bara gerilimi ile sinusoidal PWM’e göre motor

sargılarına daha fazla gerilim verir. Bu da DC bara geriliminden daha verimli faydalandığını gösterir. Aynı zamanda motor, aynı güç değerini elde etmek için daha yüksek gerilim ve daha düşük akım değerli olabilir.

5.2 Akım Kaynaklı İnverterler

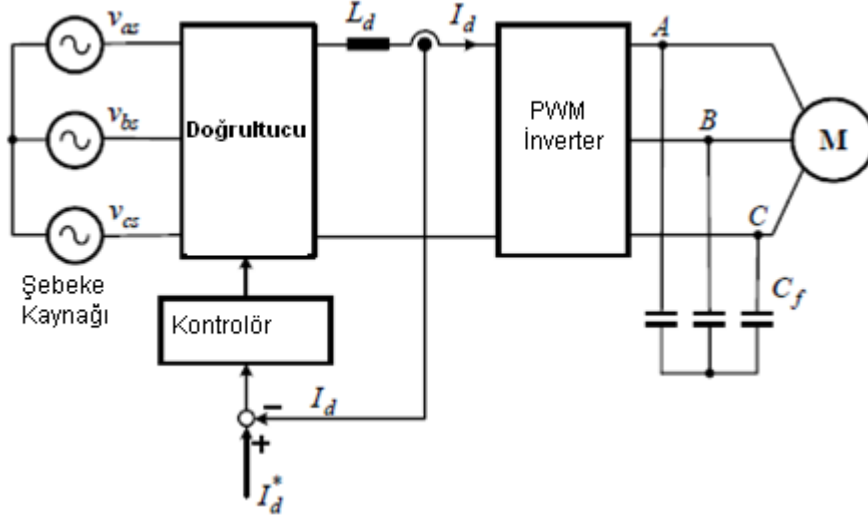
Akım kaynaklı inverterde DC giriş akımından AC çıkış akımı elde edilir. Sinusoidal çıkış için genlik, frekans ve faz; kontrol edilebilir olmalıdır. AC hat akımlarının yüksek di/dt özelliği göstermesinden dolayı motorlar gibi endüktif yüklerin beslenmesinde AC terminallere kapasitif filtre bağlanmalıdır. Şekil 5.10' da üç faz akım kaynaklı inverter topolojisi görülmektedir.



Şekil 5.10 Üç faz akım kaynaklı inverter topolojisi (Rashid, 2001)

Bu yapıda AC taraf temel olarak kapasitiftir bu nedenle kısa devre edilemez. Diğer yandan DC akım kaynağı da açık devre olamaz. Yani üst ve alt anahtarlardan birer tanesi daima kapalı olmalıdır.

DC akım kaynağının düzgün bir akım sağlayabilmesi için büyük bir endüktans ve akımı sabit bir değerde tutabilmek için de akım geri beslemesi kullanılır.



Şekil 5.11 DC akım kaynağından beslenen inverter (Wu, 2006)

Akım beslemeli bir inverter, gerilim beslemeli bir inverter ile kıyaslandığında aşağıdaki sonuçlar elde edilir.

- Akım kaynaklı inverter yükte daha fazla etkileşimlidir. Bu nedenle inverter ile motor arasında sıkı bir uyum sağlanmalıdır. Örneğin akım kaynaklı inverter düşük kaçak endüktans görmeyi isterken, gerilim beslemeli inverterde durum tam tersidir. Bu parametre doğrudan inverter komütasyon sürecini etkiler. Makinadaki büyük kaçak endüktans gerilim kaynaklı inverterde harmonikleri filtreler fakat akım kaynaklı inverterde akım transfer aralığını uzatır bu da PWM frekansını ve tabii ki çalışma frekansını sınırlar.
- Akım kaynaklı inverterler PWM gerilim kaynaklı inverterlerle kıyaslandığında dinamik cevabı daha yavaştır. Akım kaynaklı bir inverter açık çevrim ile çalıştırılmaz. Oysa gerilim beslemeli inverterde açık çevrim V/f kontrolü çok yaygındır.
- Akım kaynaklı inverterin sağlıklı çalışabilmesi için daima bir minimum yük bağlı olmalıdır. Gerilim kaynaklı inverter ise yüksüz durumda da çalışabilir.
- Maliyet, verimlilik, geçici hal cevabı açısından bakıldığında gerilim beslemeli inverterler belirgin bir şekilde öne çıkmaktadırlar (Bose, 2002).

Taşıt uygulamalarında da genellikle tercih edilen tip, gerilim kaynaklı PWM inverterlerdir.

6. ELEKTİKLİ ARAÇLARDA KULLANILAN ELEKTRİK MOTORLARI VE SÜRME DEVRELERİ

Cer sistemleri elektrikli araçların kalbidir. Cer sistemi; elektrik motoru, güç dönüştürücüsü ve elektronik kontrolörden meydana gelir. Cer sistemi seçimi, kullanıcının beklentilerine; aracın özelliklerine ve enerji kaynağına bağlıdır. Kullanıcı beklentileri; hızlanmayı, maksimum hızı, tırmanma kabiliyetini, frenlemeyi ve menzili içeren sürüş profili ile tanımlanır. Araç özellikleri; ağırlık, hacim ve yük taşıma kapasitesi ile tanımlanır. Enerji kaynağı ise bataryaları, yakıt pillerini, ultrakapasitörleri ve değişik hibrit kaynakları ifade eder.

Motorlar, taşıt uygulamalarında endüstriyel uygulamalardan farklı olarak sık sık duruş ve kalkış yaparlar. Bu nedenle yüksek derecede hızlanma ve yavaşlamayı sağlamak durumundadırlar. Cer motorları düşük hız ve yüksek moment ile tırmanabilmeli ve yüksek hız düşük moment ile hızlanabilmelidirler. Ayrıca geniş bir hız aralığında çalışabilmeleri de gereklidir. Elektrikli araçlarda kullanılan cer motorlarından temel beklentiler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

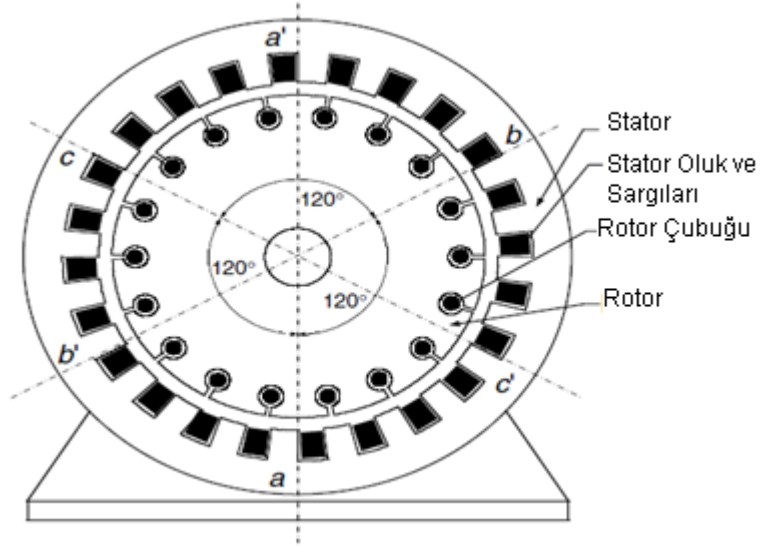
- Yüksek ani güç ve yüksek ani güç yoğunluğu
- Düşük hızda yüksek moment ve yüksek hızda yüksek güç
- Geniş hız aralığı
- Hızlı moment cevabı
- Geniş hız ve moment aralığında yüksek verimlilik
- Rejeneratif frenlemede yüksek verimlilik
- Güvenilirlik ve sağlamlık
- Makul maliyet

Elektrikli araçlarda kullanılan elektrik motorları temel olarak komütatörlü ve komütatörsüz olarak iki gruba ayrılabilir. Günümüzde teknolojik gelişmeler neticesinde modern elektrikli araçların çok büyük bir kısmında komütatörsüz elektrik motorları kullanılmaktadır.

6.1 Asenkron Motorlar ve Sürme Devreleri

Komütatörsüz motorlar komütatörlü motorlara göre elektrikli araç uygulamaları için daha avantajlıdır. Asenkron motorlar komütatörsüz motorlar içerisinde artık klasikleşmiş bir motor türüdür. DC motorlarla kıyaslandığında hafifliği, küçük hacmi, düşük maliyeti ve yüksek verimi asenkron motorları avantajlı kılar. Bu özellikler, taşıt uygulamaları için büyük önem taşır.

Taşıt uygulamalarında asenkron motor dendiğinde anlaşılması gereken sincap kafesli asenkron motordur. İki kutuplu bir asenkron motorun yapısı şekil 5.1’ de görülmektedir.



Şekil 6.1 İki kutuplu asenkron motor Kesiti (Ehsani vd., 2005)

Statordaki oluklara faz sargıları yerleştirilmiştir(a-a', b-b', c-c') ve her faza ait sargılar 120° ye karşılık gelir. Her faz ω frekanslı, aralarında 120° faz farkı olan sinusoidal alternatif akımla beslenir. Statordaki a-a', b-b', c-c' sargılarındaki i_{as} , i_{bs} , i_{cs} akımları F_{as} , F_{bs} , F_{cs} magnetomotor kuvvetlerini üretir. Bunlar uzay vektörleridir. Sonuçta oluşan stator magnetomotor kuvveti F_s^s , faz magnetomotor kuvvetlerinin vektörel toplamıdır.

$$F_{as} = F_{as} \cdot \sin \omega t \quad (6.1)$$

$$F_{bs} = F_{bs} \cdot \sin(\omega t - 120) \quad (6.2)$$

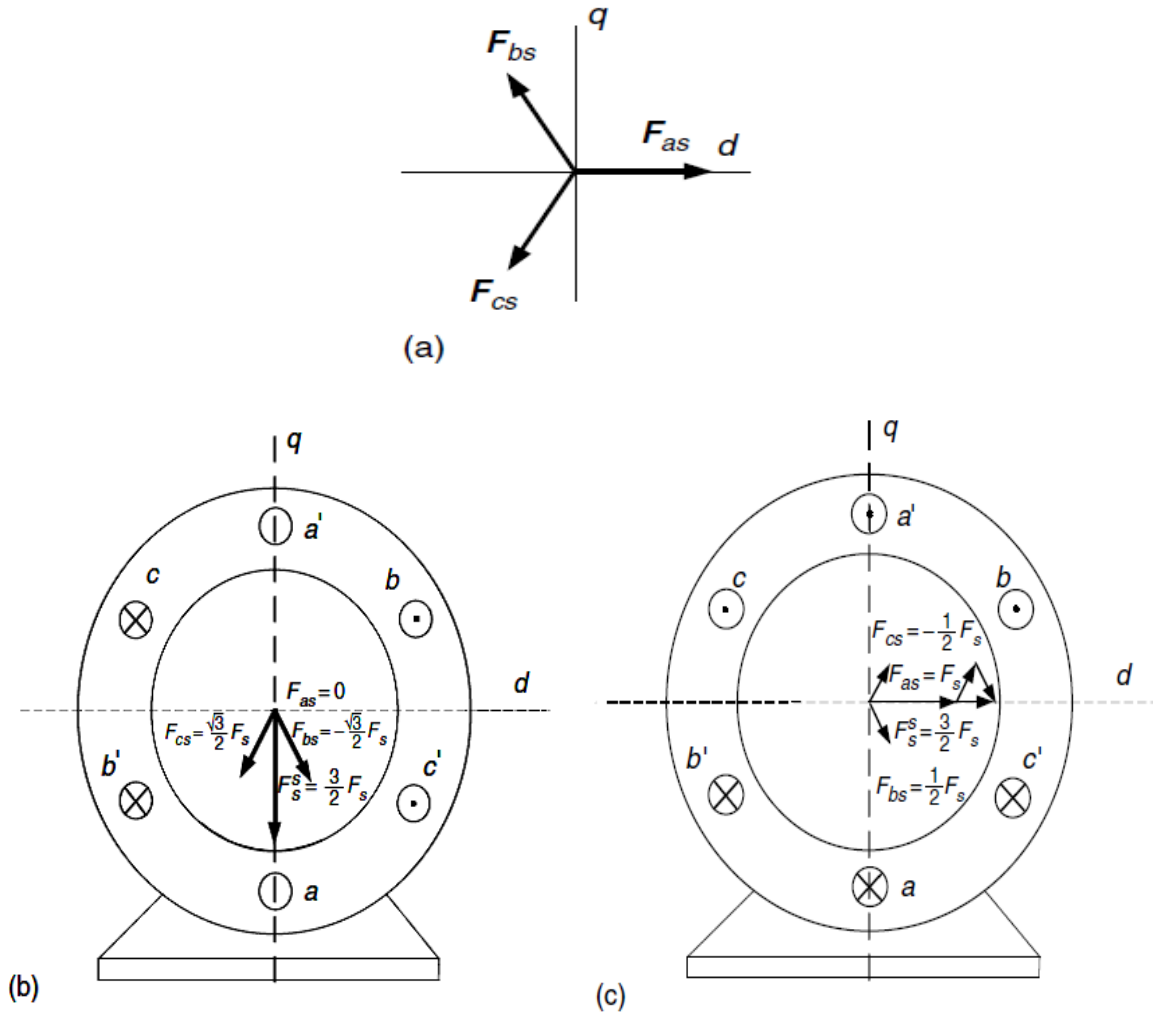
$$F_{cs} = F_{cs} \cdot \sin(\omega t - 240) \quad (6.3)$$

$$F_s^s = F_{as} e^{j0} + F_{bs} e^{j120} + F_{cs} e^{j240} \quad (6.4)$$

Üç faza ait magnetomotor kuvvetlerin genliklerinin hepsinin aynı olduğunu kabul eder ve buna F_s dersek,

$$F_s^s = (3/2) \cdot F_s e^{j(\omega t - 90)} \quad (6.5)$$

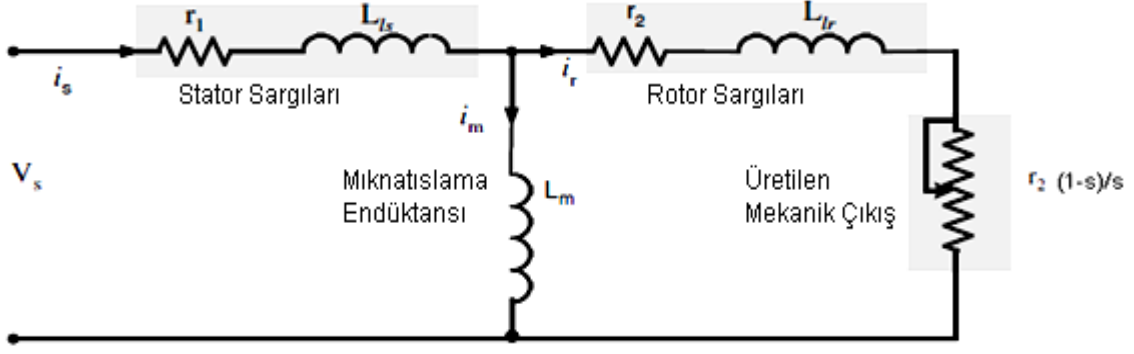
Bu eşitlik stator magnetomotor kuvvet vektörünün ω açısal hızıyla döndüğünü ve genliğinin de $(3/2)F_s$ olduğunu gösterir. Şekil 5.2 $\omega t=0$ ve $\omega t=90^\circ$ anlarında stator magnetomotor kuvvetini göstermektedir.



Şekil 6.2 Stator mmf vektörleri a) her faz pozitif yönde b) $\omega t = 0$ anında c) $\omega t = 90^\circ$ anında (Ehsani vd., 2005)

Dönen stator mmf vektörü ile rotor iletkenleri arasındaki reaksiyon neticesinde rotorda gerilim endüklenir ve rotor iletkenlerinden akım akar. Dönen mmf vektörü rotorda bir moment meydana getirir. Bu momentin meydana gelebilmesi için stator mmf vektörü ile rotor açısal hızları arasında bir fark olması gerektiği açıktır.

Şekil 6.3' te asenkron motorun sürekli hal eşdeğer devresi görülmektedir. Bu eşdeğer devreye göre stator empedansı (Z_1), stator ve rotoru bağlayan manyetik akıyı temsil eden endüktif reaktans (X_m), rotor empedansı (Z_2) aşağıdaki şekilde ifade edilirler. Motorun verdiği gücü ifade etmek için de kaymaya bağlı olarak değişen ve $r_2(1-s)/s$ şeklinde ifade edilen eşdeğer bir direnç gösterilmiştir.



Şekil 6.3 Asenkron motorun tek faz sürekli hal eşdeğer devresi(tüm değerler statora indirgenmiş) (Emadi, 2005)

$$Z_1 = r_1 + j\omega_s L_{ls} \quad (6.6)$$

$$X_m = j\omega_s L_m \quad (6.7)$$

$$Z_2 = r_2 + j\omega_s L_{lr} \quad (6.8)$$

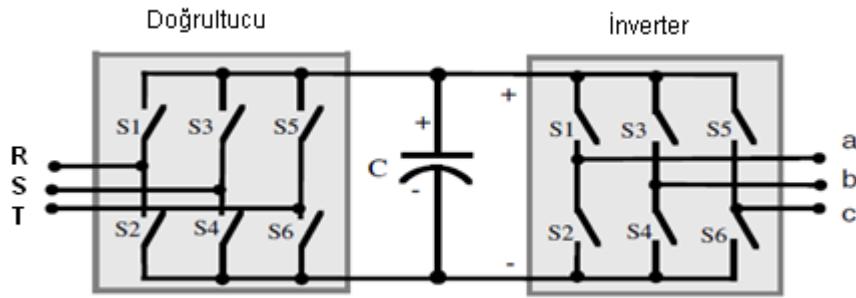
Sincap kafesli motorlarda motorun açısal hızı doğrudan kaynak frekansına bağlıdır. Bununla birlikte hız, kutup sayısı ile de ters orantılıdır. Motorda hız ve moment birbirine bağımlıdır. Ancak günümüzde güç elektroniği ve mikroişlemcilerdeki gelişmeler sayesinde hız ve moment bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

Asenkron motorların kontrolü için karmaşıklık, performans ve fiyat açısından farklılıklar gösteren çeşitli yöntemler vardır. Hız kontrolü için bu yöntemlerden biri kutup sayısını değiştirmektir. Fakat bu yöntem ancak 2 farklı hız seviyesine ihtiyaç duyulan uygulamalar için bir çözüm olabilir. Bir diğer yöntem, kaynak geriliminin genliğini değiştirmektir. Bu yöntem de genellikle fanları tahrik eden küçük güçlü asenkron motorlar için kullanılır. Hız ve momenti kontrol etmek için bir diğer yöntem de kaynak gerilimi ve frekansını değiştirmektir.

Ayarlanabilir hızlı elektrik sürücüler, güç kaynağı ile motor arasında bağlantı sağlayan güç elektroniği devrelerinden oluşur. Gerilim ve frekans, PWM tekniği ile beraber ya da ayrı ayrı olarak ayarlanabilir. Alan uzay vektörü ve başka değişken parametrelerin kontrolü ile doğrudan moment kontrolü ve alan yönlendirmeli kontrol gerçekleştirilebilir. Motoru besleyen inverterin uzay vektör modülasyonu tekniği ile doğrudan anahtarlama daha iyi bir dinamik performans sağlamaktadır.

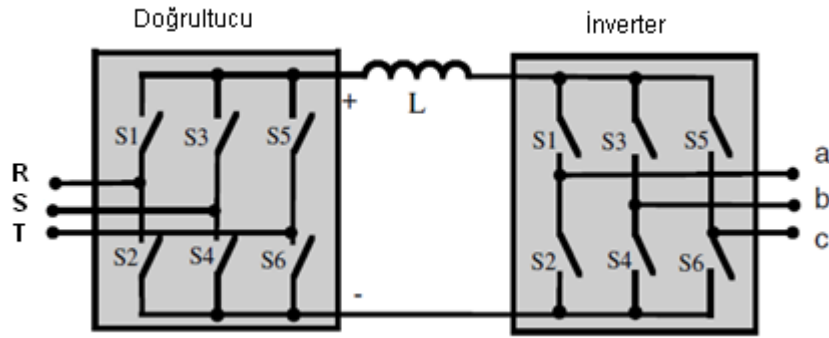
Asenkron motor sürücüler AC ya da DC kaynaktan beslenebilirler. AC kaynaktan beslenen sürücüler için dönüştürücü iki bölümden meydana gelir. İlk kısım AC-DC dönüşümünü gerçekleştirir. Farklı DC çıkış gerilimleri elde etmek için doğrultucu anahtarları kontrol

edilebilir. İkinci kısım olan inverter ise DC girişten sabit ya da değişken gerilimli ve kontrol edilebilir frekanslı AC çıkış sağlar.



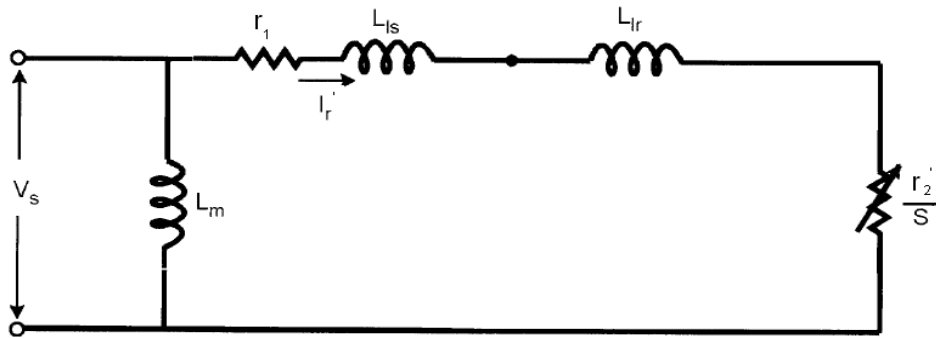
Şekil 6.4 Gerilim kaynaklı inverter (Emadi, 2005)

DC hattın gerilimi bir kondansatör ile hemen hemen sabit hale getirilmişse bu yapıya gerilim kaynaklı inverter, hattın akımı bir endüktans ile hemen hemen sabit hale getirilmişse bu yapıya da akım kaynaklı inverter denir.



Şekil 6.5 Akım kaynaklı inverter (Emadi, 2005)

Moment ifadesinin daha kolay elde edilmesi için asenkron motor yaklaşık eşdeğer devresi kullanılır.



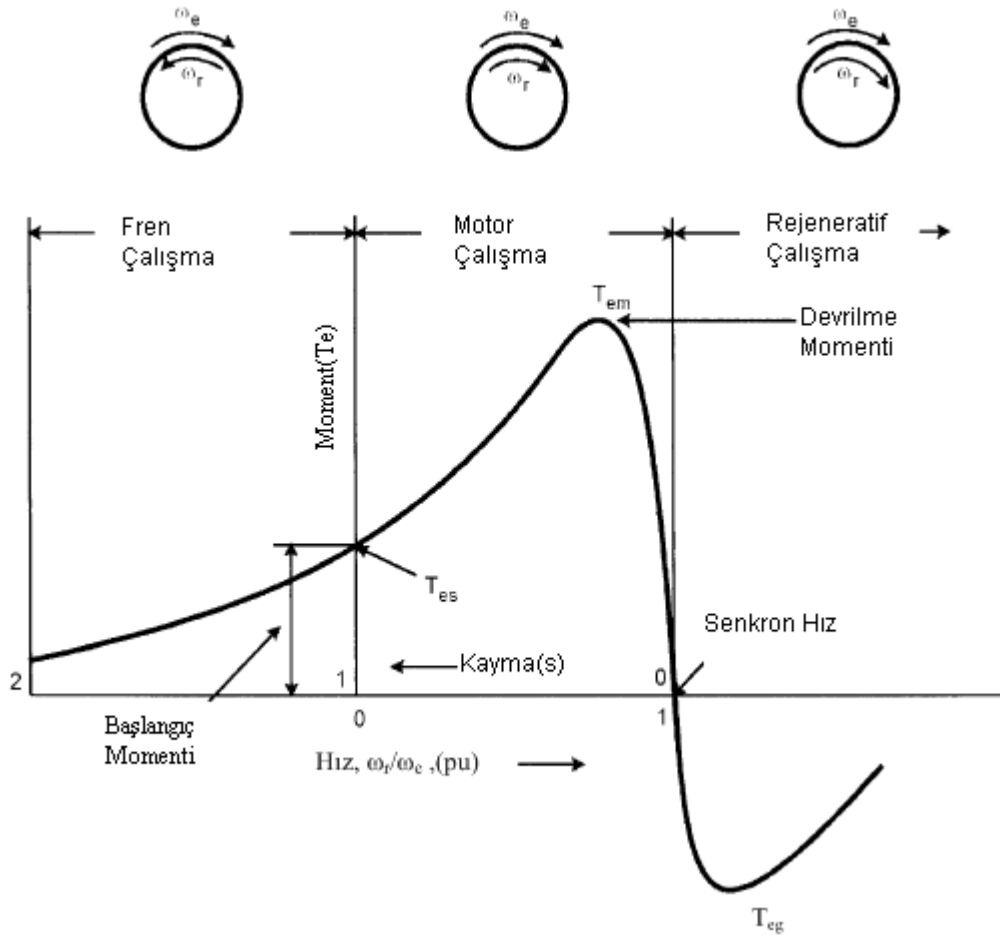
Şekil 6.6 Asenkron motor yaklaşık eşdeğer devresi

Yaklaşık eşdeğer devreden aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$I'_r = \frac{V_s}{\sqrt{(r_1 + \frac{r'_2}{s})^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (6.9)$$

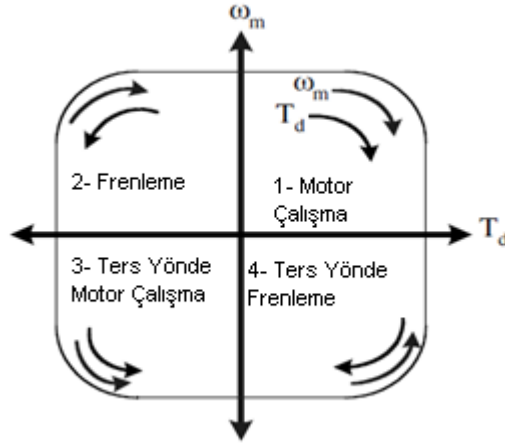
$$T_e = 3p \frac{r'_2}{s \omega_e} \frac{V_s^2}{(r_1 + \frac{r'_2}{s})^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} \quad (6.10)$$

Şekil 6.7' de asenkron motor hız moment karakteristiği görülmektedir.



Şekil 6.7 Asenkron motor hız moment karakteristiği

Motorun ve sürme devresinin seçimi yükün karakteristiğine bağlıdır. Elektrikli araç sık sık hızlanan ve yavaşlayan yüksek ataletli, normal sürüş sırasında da sabit bir hızla gitmesi gereken ve ani duruş ve kalkışlara gereksinim duyan bir yüküdür. Bu nedenle cer sistemi dört bölgede de çalışabilmelidir.

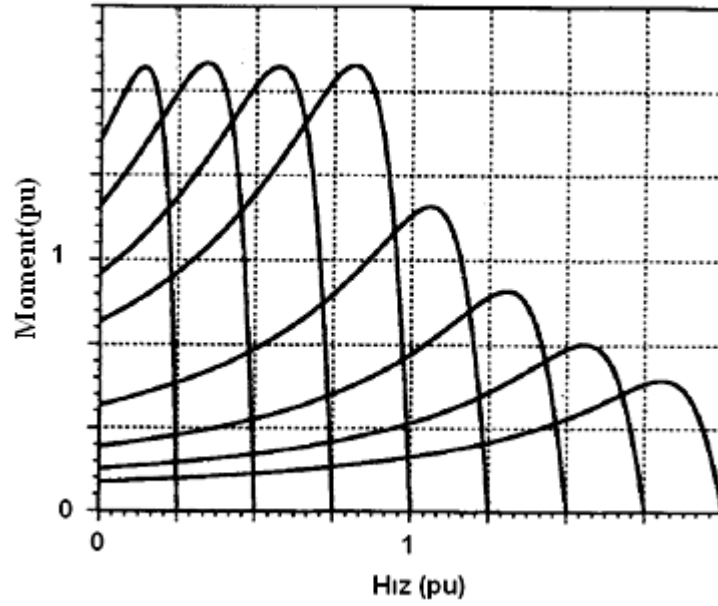


Şekil 6.8 Hız-moment düzleminde dört çalışma bölgesi (Emadi, 2005)

İnverter çıkışındaki gerilim ve akım; motorun, yükün gereksinimlerini nasıl karşılayacağını belirleyen temel kontrol öğeleridir. Sürekli halde gerilim (v), akım (i), akı (ψ); genlikleri ve frekansları (açısal hız) ile tanımlanırlar. Eğer bu parametrelerin genliği gözlemlenir ve ayarlanırsa kontrol, skaler kontrol olarak sınıflandırılır. Düşük performanslı kontrolün yeterli olduğu yerlerde kullanılır. Yüksek performanslı kontrol için, vektör kontrol yöntemleri kullanılır. Vektör kontrol yönteminde stator gerilimi, akımı ve akı uzay vektörlerinin ani değerleri ve konumları kullanılır. Vektör kontrol ile ani değerler ayarlanarak yüksek dinamik performans elde edilir.

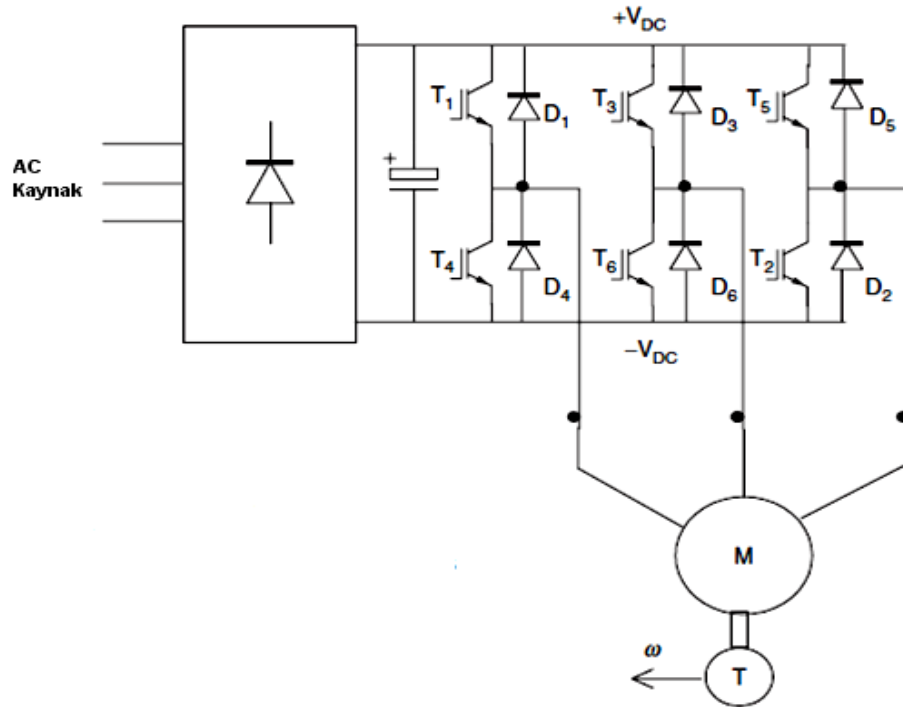
6.1.1 Asenkron Motorlarda Skaler Kontrol

Adından da anlaşılacağı gibi skaler kontrolde, kontrol sadece kontrol değişkenlerinin genlikleri aracılığıyla gerçekleştirilir. Skaler kontrol, vektör kontrol ile karşılaştırıldığında uygulanması kolay fakat performansı düşük bir yöntemdir. Esasen taşıt uygulamaları için tercih edilen bir kontrol yöntemi değildir. Şekil 6.9' da V/f kontrolüne dair karakteristik görülmektedir. Sabit moment bölgesinde V_s/f oranı, başlangıçtan nominal hıza kadar hemen hemen sabittir. Sabit güç bölgesinde ise DC hat gerilimi daha fazla arttırılamaz. Anahtarlama elemanları daha yüksek frekanslarda anahtarlanır. Makine nominal hızın üstünde bir hıza çıkar fakat bununla birlikte moment düşer.

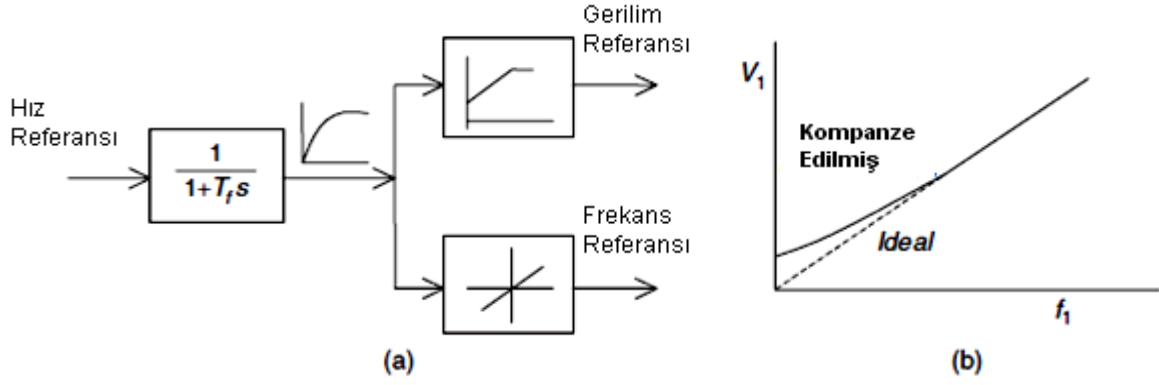


Şekil 6.9 V/f Kontrolünde hız-moment karakteristikleri (Irwin, 2001)

Şekil 6.10' da SPWM inverter ile V/f kontrolü görülmektedir. Bu yapıda motor hızının ayarlanması için kaynak frekansı kolayca değiştirilebilir. Eğer nominal hava aralığı akısı bütün hızlarda nominal değerinde sabit tutulursa kaynak gerilimi V_1 , f_1 frekansı ile belli bir oranda değiştirilmelidir. Şekil 6.11-a' da hız referansı ile SPWM inverterin f_1 frekansı ve V_1 geriliminin orantılı olarak ayarlanması gösterilmiştir.



Şekil 6.10 SPWM İnverter ile V/f kontrolü (Rashid, 2001)



Şekil 6.11 a) Giriş referansı ile inverter için gerilim ve frekans referansı üretilmesi b) düşük hızlarda gerilim kompanzasyonu (Rashid, 2001)

Hız referans sinyali frekansta sadece kademeli meydana gelen değişiklikleri geçiren bir filtreden geçmektedir. Stator giriş gerilimi V_1 ' in kontrolü f_1 frekansının fonksiyonu olarak inverter içerisindeki anahtarların modülasyonu ile gerçekleştirilir. Düşük hızlarda giriş gerilimi V_1 düşüktür ve bu gerilimin büyük bir kısmı stator empedansında yok olabilir. Bu da hava aralığı akısının azalması ve moment kaybına sebep olur.

Şekil 6.11-b' de stator direncindeki gerilim düşümlerine karşı kompanzasyon görülmektedir. Eğer motor düşük hızda çok az yüklenmişse, hava aralığı akısı nominal değeri aşabilir ve motorun aşırı ısınmasına yol açabilir.

6.1.2 Asenkron Motorlarda Vektör Kontrol

Sabit V/f kontrolü, yüksek dinamik performans gerektiren taşıt uygulamaları için yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle elektrikli araçlarda kullanılan asenkron motorlar vektör kontrol yöntemi ile kontrol edilirler.

Vektör kontrolünde temel amaç stator akısı ile rotor akısı arasındaki açığı 90° yaparak daima maksimum momenti üretmektir. Ani akım, akı ve moment bileşenlerine ayrılır. Bu sayede motor, serbest uyarımlı DC motorda olduğu gibi kontrol edilebilir. Serbest uyarımlı DC motorda moment, uyarma akısı ve endüvi akımının fonksiyonudur ve aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$T_d = K_t \cdot \psi_f \cdot I_a \quad (\text{Nm}) \quad (6.11)$$

Burada K_t motor boyutlarına bağlı bir sabittir.

Asenkron motorlarda da buna benzer bir moment ifadesi referans eksen takımı dönüşümü ile elde edilebilir. Asenkron motor uzay vektörleri stator referans eksen takımında dönerler.

Dolayısıyla D ve Q bileşenleri AC sinyallerdir. Dinamik DQ-dq dönüşümü bu sinyallerin DC'ye dönüştürülmesini sağlar.

DQ-dq dönüşümü ile sürekli halde, uzay vektörlerinin durağan olduğu eksen takımına geçilir. Bu sayede stator ve rotor akı ve akım bileşenleri dq koordinatlarına dönüştürülerek DC motorda olduğu gibi bir moment ifadesi elde edilir. Asenkron motorda üretilen moment, seçilen iki motor değişkeni(iki akım, iki akı ya da bir akım ve bir akı) uzay vektörlerinin genlikleri ve aralarındaki açığa bağlıdır.

Moment ifadesinin elde edilmesi için yapılan dönüşümler aşağıdaki gibi sıralanır.

1. Motora uygulanan faz akımlarının ani değerleri D-Q bileşenlerine dönüştürülür(Clarke Dönüşümü).

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

2. dq – DQ dönüşümü yapılır(Park Dönüşümü)

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & \sin(\omega_e t) \\ -\sin(\omega_e t) & \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Burada ω_e dönen referans eksen takımının açısal hızıdır.

3. Moment ifadesi aşağıdaki gibidir

$$T_d = \left(\frac{3p}{2} \frac{L_m}{L_{lr}} \right) (i_{sq} \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) \quad (Nm) \quad (6.14)$$

4. Dönen referans ekseninin d eksenini ile rotor akısı vektörü ψ_r 'nin karşılaştırılması ile moment denklemi aşağıdaki şekle dönüşür

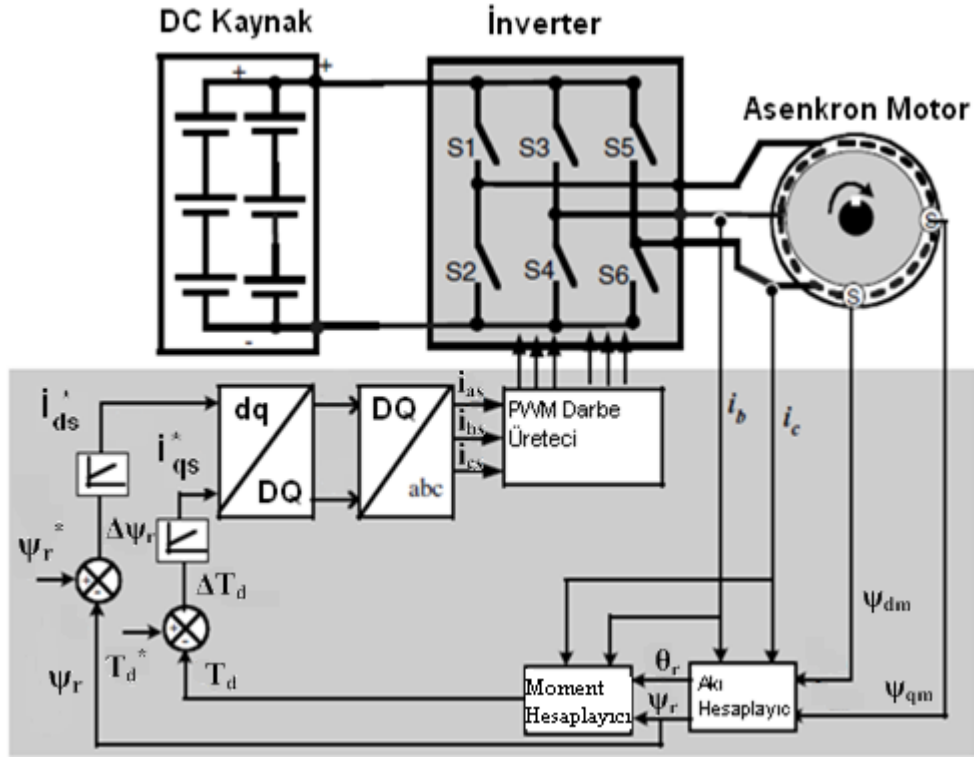
$$T_d = \left(\frac{3p}{2} \frac{L_m}{L_{lr}} \right) (i_{sq} \psi_{rd}) \quad (6.15)$$

Burada p, çift kutup sayısı; L_m , mıknatıslama endüktansı; L_{lr} , rotor kaçak endüktansı ve mıknatıslama endüktansının toplamını ifade etmektedir.

Dönen referans eksen takımıyla karşılaştırılmış akı uzay vektörünün ani değerinin genlik ve pozisyonunun bilinmesi, alan yönlendirmesi için gerekli koşulu yerine getirir. Akı uzay vektörünün tanımlanması doğrudan vektör kontrol sonucunu doğuran direkt ölçümlerle ya da ölçülen diğer değişkenlerden tahmin edilerek gerçekleştirilir.

Şekil 6.12' de doğrudan vektör kontrol şeması görülmektedir. Burada rotor akısı referans

eksenle çakıştırılmıştır. Hava aralığı akısı vektörü bileşenleri bilgisi statordaki gömülü sensörler aracılığıyla elde edilmiştir.



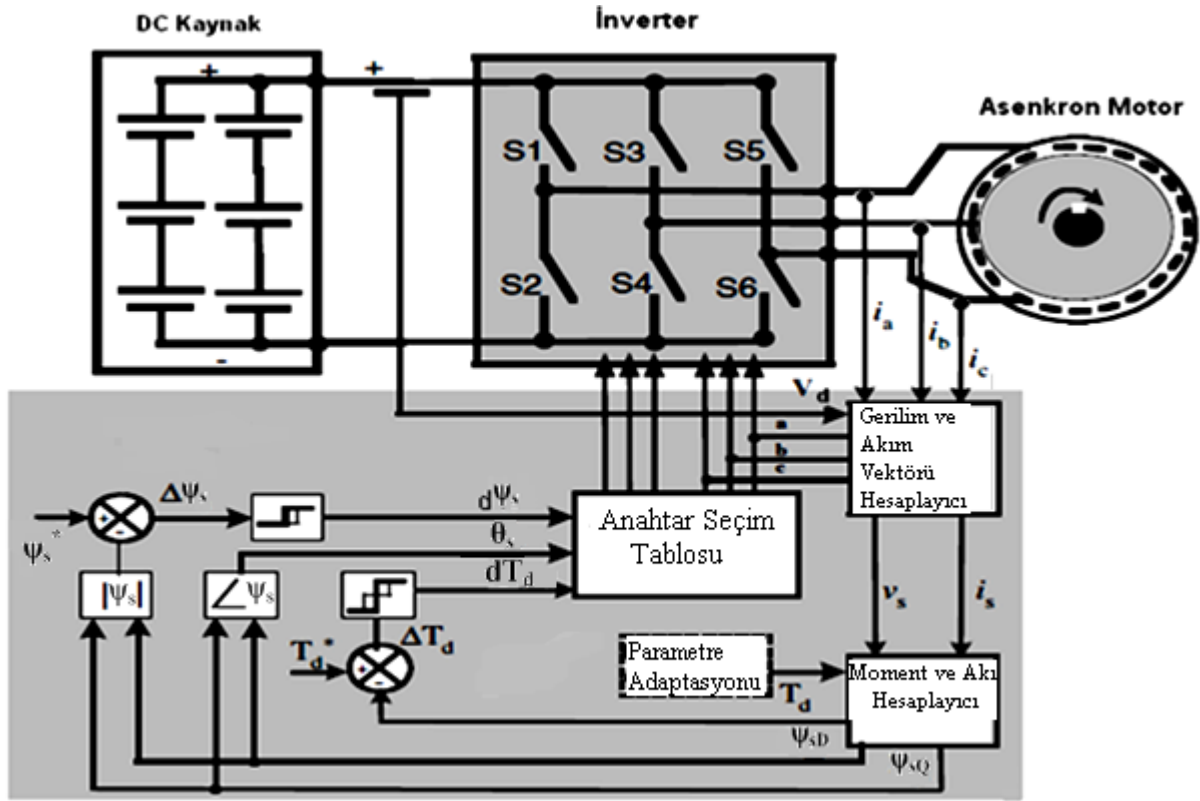
Şekil 6.12 Doğrudan vektör kontrol diyagramı (Emadi, 2005)

Şekil 6.13' te dolaylı alan yönlendirmeli kontrol şeması görülmektedir. Burada rotor akı vektörü, mil pozisyon enkoderi kullanılarak rotorun açısal yer değiştirmesinin ölçülmesi ve rotor zaman sabitini de içeren (τ_r) motor parametrelerine bağlı bir dizi akı ve akım denklemlerinin kullanılması ile tahmin edilir. Burada motor parametrelerinin çok doğru tahmin edilmesi gerekir. Bu da motor çalışırken sıcaklık düzeltme faktörünü zorunlu kılar.

$$\tau_r = \frac{L_r'}{R_r'} \quad (6.16)$$

değişkenlerin değişikçe anahtarlama tablosu aracılığıyla belirlenir. Birçok sürücüde akı değişimlerinde yüksek dinamik performans ve yüksek moment elde etmek için stator akısı yerine rotor akısı referans kabul edilir.

Şekil 6.14' te DTC şeması görülmektedir. Faz akımları ve DC bara gerilimi bilgisi kullanılarak, v_s ve i_s uzay vektörleri bulunur ve buradan da moment ve akı bileşenleri tahmin edilir.



Şekil 6.14 Doğrudan moment kontrolü diyagramı (Emadi, 2005)

v_s uzay vektörünü tahmin etmek için DC bara gerilimi V_d ölçülür. Buradan inverter anahtarlarının konumlarıyla (a,b,c) stator gerilim vektörleri (v_a, v_b, v_c) üretilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{v_d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

Uzay vektörü v_s ($v_s = v_{Ds} + jv_{Qs}$) (6.13)' te verilen abc-DQ dönüşümünde akım yerine gerilimler konularak tahmin edilir.

Stator akımı uzay vektörü i_s , inverter hat akımının ani değerinin D-Q bileşenlerinden tahmin edilir.

$$i_s = i_{Ds} + j i_{Qs} \quad (6.18)$$

$$i_{Ds} = i_a \quad (6.29)$$

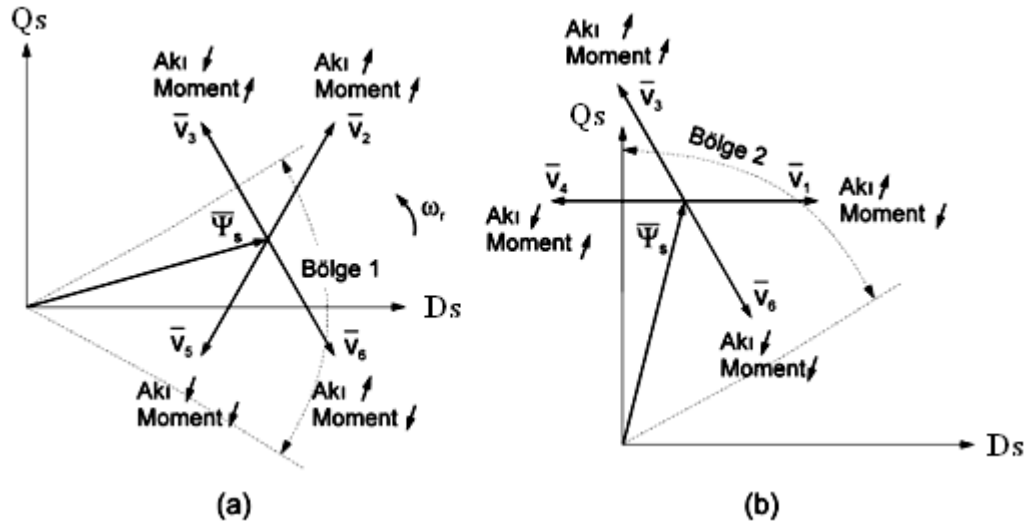
$$i_{Qs} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \quad (6.20)$$

v_s ve i_s üzerinden stator akı vektörü ψ_s ve moment T_d hesaplanır. ψ_s ve T_d referans değerler ψ_s^* ve T_d^* ile karşılaştırılır. Akı ve moment hataları $\Delta\psi_s$ ve ΔT_d histerezis karşılaştırıcıya uygulanır. Akı histerezis karşılaştırıcısı 0, 1, moment histerezis karşılaştırıcısı -1, 0, 1 çıkışlarını verir. İnverter anahtarlama vektörü seçimi stator akısı vektörünün hangi bölgede olduğuna ve motor dönüş yönüne bağlıdır. Anahtar seçim tablosu Çizelge 6.1’de görülmektedir.

Çizelge 6.1 Anahtarlama vektörü seçim tablosu

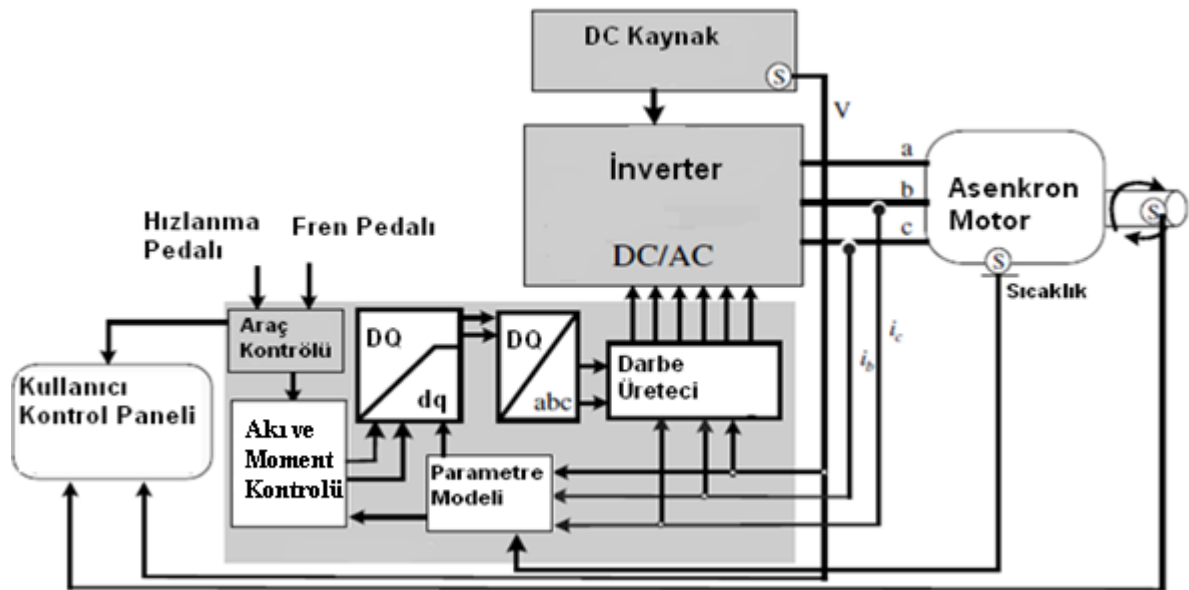
dψ_s	1			0		
dT_d	1	0	-1	1	0	-1
1. BÖLGE	V ₂	V ₇	V ₆	V ₃	V ₀	V ₅
2. BÖLGE	V ₃	V ₀	V ₁	V ₄	V ₇	V ₆
3. BÖLGE	V ₄	V ₇	V ₂	V ₅	V ₀	V ₁
4. BÖLGE	V ₅	V ₀	V ₃	V ₆	V ₇	V ₂
5. BÖLGE	V ₆	V ₇	V ₄	V ₁	V ₀	V ₃
6. BÖLGE	V ₁	V ₀	V ₅	V ₂	V ₇	V ₄

Şekil 6.15’ te 1. ve 2. bölge için gerilim vektörlerinin akı ve momente etkisi gösterilmiştir.



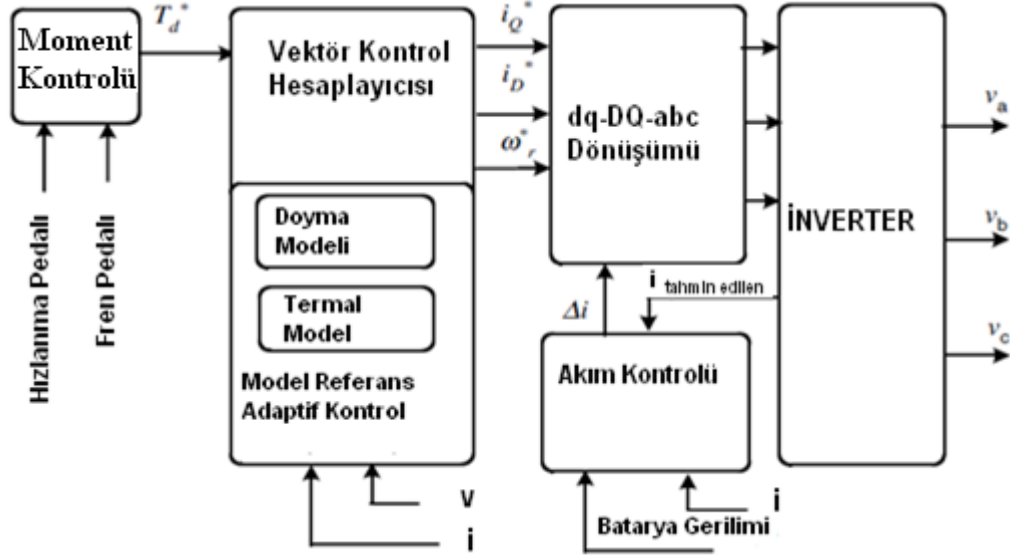
Şekil 6.15 1. ve 2. bölgede gerilim vektörlerinin akı ve momente etkisi(Bakan, 2002)

Elektrikli araçlardaki temel gereksinimler sıfır hızda yüksek moment sağlanması, yüksek hızlarda seyredilemek(alan zayıflatma) ve bataryadaki enerjinin korunmasıdır. Elektrikli araçlarda genellikle rotor alan yönlendirmeli kontrol ya da doğrudan moment kontrolü kullanılır. Şekil 6.16’ da bir elektrikli araçta dolaylı vektör kontrol şeması görülmektedir. Kontrol, parametre tahmininin doğruluğuna bağlı olduğu için anlık parametre tahmin modülü de normalde bu yapı içerisinde yer alır. Eğer motor parametreleri(atalet, reaktans), doyma ve sıcaklık değişimleri dikkate alınmadan elde edilirse moment ve akı eldesi tam olarak doğru bir şekilde gerçekleştirilemez.



Şekil 6.16 Elektrikli araçta dolaylı vektör kontrol blok diyagramı(Emadi, 2005)

Şekil 6.17’ de model referans adaptif sistem(MRAS) kullanarak motor parametrelerini anlık ayarlayan kontrol blok diyagramı görülmektedir. Burada ölçülen parametreler devamlı olarak referans değerler ile karşılaştırılır ve fark, yeni parametre değerlerini üretmek için kullanılır.



Şekil 6.17 Anlık parametre ayarlayan asenkron motor kontrol blok diyagramı (Emadi, 2005)

6.2 Sabit Mıknatıslı Motorlar ve Sürme Devreleri

1970li ve 1980li yıllarda modern sabit mıknatısların gelişimi ile birçok yüksek performanslı uygulamada rotoruna sabit mıknatıs yerleştirilmiş senkron motorlar fırçalı DC motorların yerini almaya başlamıştır. Özellikle stator sargılarının beslendiği inverter teknolojisinin gelişimiyle birlikte sabit mıknatıslı senkron motorlar yaygınlaşmıştır. Sabit mıknatıslı makinaların rotorundaki sabit mıknatıslar manyetik akının kaynağıdır. Doğal olarak bu makinalarda rotor bakır kaybı ortadan kalkar. Sabit mıknatıslı makinalar temel olarak iki kategoriye ayrılabilir.

Sabit Mıknatıslı Senkron Makinalar: Bu makinalar asenkron makinalardaki gibi döner bir stator alanına sahiptir. Endüklenen dalga şekli sinusoidaldir.

Trapezoidal Makinalar: Bu makinalar “fırçasız DC makina” olarak da adlandırılırlar. Endüklenen gerilim trapezoidaldir.

Uyarma mekanizması olarak yüksek enerjili sabit mıknatısların kullanımı, sabit mıknatıslı motorun yüksek güç yoğunluklu, yüksek hızlı ve yüksek verimli olarak tasarlanmasına imkan sağlar. Bu da taşıt uygulamaları için bu motorları cazip hale getirmektedir. Sabit mıknatıslı motorların temel avantajları şu şekilde sıralanabilir:

- Yüksek verime sahiptirler. Uyarma için güç tüketmeyen kalıcı mıknatısların kullanılması ile mekanik komütatörün ve fırçaların olmaması neticesindeki düşük sürtünme kayıpları bu motorların verimini artırır.
- Kompakt yapıdadırlar. Yüksek enerji yoğunluklu mıknatıslar çok yüksek akı yoğunluklarına ulaşmaya müsaade ederler. Bu da yüksek moment değerlerine ulaşmayı mümkün kılar. Motor da bu sayede daha küçük ve daha hafif imal edilir.
- Soğutma kolaydır. Rotordan akım akmadığı için, ısı sadece statorda üretilir. Bunun da soğutulması daha kolaydır, çünkü stator hem durağandır hem de motorun dış kısmında yer alır.
- Uzun ömürlü ve sağlamdırlar. Fırça ve mekanik komütatörün olmayışı makinanın bakım gereksinimini azaltır.
- Sessiz çalışırlar. Komütasyonun elektronik gerçekleşmesi ve sürücünün anahtarlama frekansının yeteri kadar yüksek olması neticesinde harmoniklerin duyulabilir olmaması motoru sessiz kılar.
- Rotorda sargıların bulunmaması nedeniyle rotor ataleti düşüktür ve yüksek dinamik performansa sahiptirler(Ehsani vd., 2005).

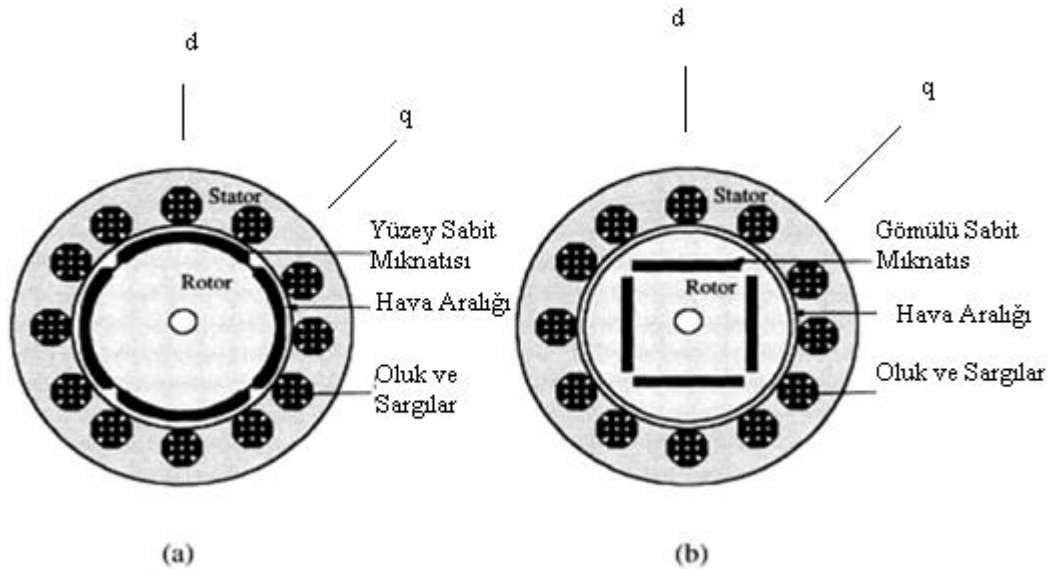
Bununla birlikte motorun bazı olumsuz yönleri de vardır. Bunlar da şu şekilde sıralanabilir.

- Yüksek enerji yoğunluklu mıknatıslar pahalıdır ve motorun maliyetini artırır.
- Yüksek sıcaklıklar ve büyük ters magnetomotor kuvvet mıknatısın demagnetize olmasına yol açabilir.
- Mıknatıs ve stator alanı arasında senkronizasyon sağlayabilmek için rotor konumunun belirlenmesi amacıyla sensör kullanılması gerekir, sensörsüz uygulamalar ise karmaşık kontrol algoritmaları gerektirir.

Kalıcı mıknatıslı makinalarda mıknatıslar farklı şekilde yerleştirilebilirler. Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği makinalar genellikle düşük hızlı uygulamalar için tasarlanmışken, mıknatısların rotor yapısı içine gömülü olduğu motorlar yüksek hızlı uygulamalar için tasarlanmıştır. Mıknatısların rotor üzerine ne şekilde yerleştirildiğinin en önemli sonucu d ve q eksenlerindeki endüktans değerinin farkıdır. Rotor manyetik eksenini d eksenini olarak tanımlanır ve akının temel yolu mıknatıslar üzerindendir. Yüksek akı yoğunluklu mıknatısların manyetik geçirgenliği hemen hemen havayla aynıdır. Bu da hava aralığının mıknatıs kalınlığı kadar genişlemesi neticesini doğurur. Stator endüktansı, d eksenini ya da mıknatıslar stator sargılarıyla aynı hizada olduğu zaman d eksenini endüktansı olarak tanımlanır. Mıknatısların 90° dönmesi neticesinde stator akısı mıknatıslar arasındaki rotor yüzeyini görür. Stator akısının mıknatıslar arasındaki rotor yüzeyini gördüğü andaki endüktansa, q eksenini endüktansı denir. Gömülü mıknatıslı motorlarda mıknatısların bulunduğu d ekseninde hava aralığı etkin olurken, mıknatısların bulunmadığı ve nüve tarafından doldurulan q ekseninde hava aralığı etkisi çok daha az olması neticesinde d eksenini relüktansı q eksenini relüktansına göre daha büyüktür. Bunun neticesinde de $L_d < L_q$ olur(Bal, 2006).

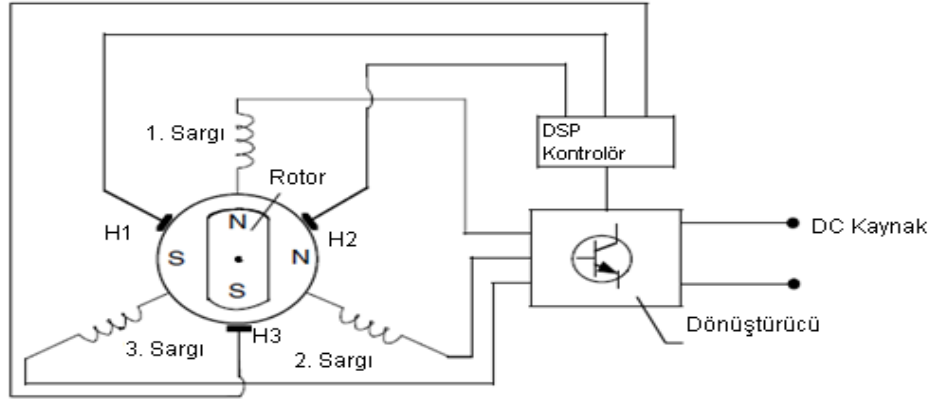
Şekil 6.18' de sabit mıknatısların yerleşme düzenlerine göre motor çeşitleri görülmektedir. Şekil 6.18 a' da görülen yüzey yerleştirmeli mıknatıslı yapı en yüksek hava aralığı akı yoğunluğuna sahiptir fakat düşük yapısal bütünlüğe sahiptir ve mekanik dayanıklılığı zayıftır. Bu makinalar düşük hızlı uygulamalarda kullanılırlar(3000 d/d' nın altında). Bu yapıda etkin hava aralığı geniştir ve d ve q eksenli endüktansları hemen hemen aynı değerdedir. Bu, düşük mıknatıslama endüktansı, düşük endüvi reaksiyonu sonucunu doğurur. Tipik bir motorda statorda 3 faz sargısı vardır. Bunlar senkron hızda dönen bir hava aralığı akısı meydana getirirler.

Şekil 6.18 b' de gömülü mıknatıslı yapı görülmektedir. Tipik bir makinada yine statorda 3 faz sargısı mevcuttur. Bu yapı mekanik olarak daha sağlamdır ve yüksek hızlı uygulamalar için daha uygundur. q eksenli endüktansı d eksenli endüktansına göre daha büyüktür. ($L_d < L_q$) Etkin hava aralığının düşük olması neticesinde endüvi reaksiyonu etkisi önemli hale gelir. d ve q eksenleri endüktansları arasındaki farkın büyüklüğü motorun alan zayıflatma bölgesinde çalışmasını kolaylaştırır, diğer türlere göre bu motorun daha geniş bir sabit güç bölgesinde çalışmasına olanak sağlar. Elektrikli araç uygulamalarında sabit güç bölgesindeki çalışma, birden fazla vites redüksiyonu gereksinimini ortadan kaldırdığı ve inverterin taşıyabileceği güç değerini (volt-amper) azalttığı için çok önemlidir. d ve q eksenleri yolundaki relüktansların eşit olmamasından dolayı gömülü mıknatıslı motorda bir relüktans momenti de mevcuttur.



Şekil 6.18 Sabit mıknatıslı senkron motor a) yüzey yerleştirmeli mıknatıslı b) gömülü mıknatıslı (Husain, 2003)

Şekil 6.19' da sabit mıknatıslı bir motor sürücüsünün basit gösterimi verilmiştir.



Şekil 6.19 Sabit mıknatıslı motor sürücüsü

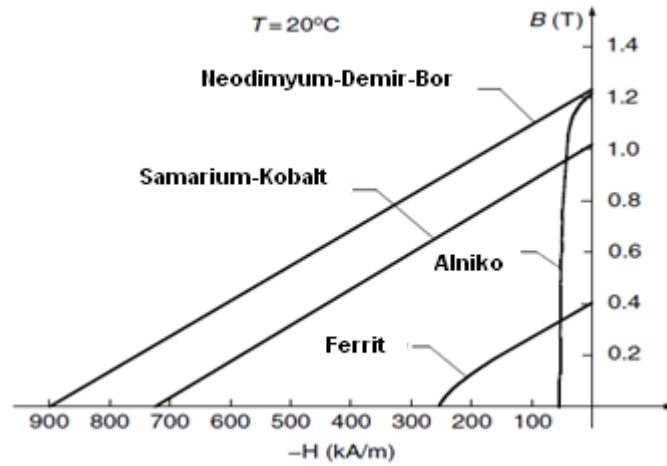
Kalıcı mıknatıslı motor sürme devresi güç dönüştürücüsü, rotor konumunu algılayan konum sensörleri ve kontrolörden oluşur. Rotor konum bilgisi kontrolöre gelir ve kontrolör de stator sargılarını besleyen dönüştürücü anahtarlarına uygun tetikleme sinyallerini verir. Bu şekilde hız ve moment kontrol edilir.

6.2.1 Sabit Mıknatıslar ve Karakteristikleri

Elektrik motorlarında kullanılan sabit mıknatıslar 3 sınıfa ayrılabilirler.

- Alnico (Al, Ni, Co, Fe)
- Ferrit (Baryum Ferrit $\text{BaO} \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$ ve Stronsiyum Ferrit $\text{SrO} \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$)
- Nadir toprak elementi malzemeler, samaryum kobalt SmCo ve Neodimyum demir bor NdFeB .

Bu sabit mıknatıs malzemelerinin demagnetize olma eğrileri Şekil 6.20’ de gösterilmiştir.

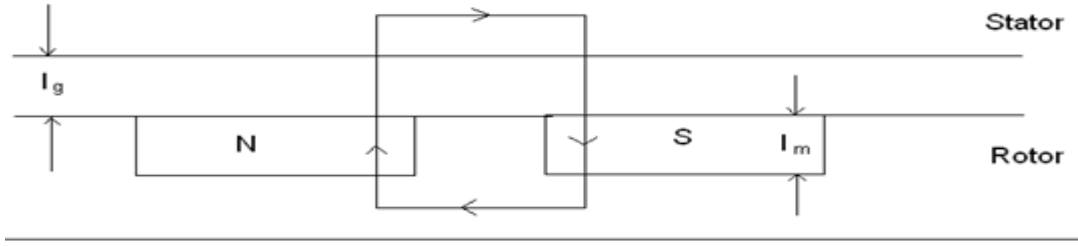


Şekil 6.20 Sabit mıknatıs malzemelerin demagnetize olma eğrileri (Ehsani vd., 2005)

Karakteristik sadece ikinci bölgede gösterilmiştir çünkü mıknatıslara dışarıdan bir uyartım

uygulanmaz ve bu nedenle negatif manyetik alan şiddeti (H) ile çalışırlar. Sıfır uyarımdaki akı yoğunluğu artık akı yoğunluğu(B_r) olarak adlandırılır ve bu değer motor momentini doğrudan etkiler. B_r değerinin ne kadar yüksek olursa ihtiyaç duyulan akıyı üretmek için o kadar az mıknatıs malzeme kullanılır. B ve H değerlerinin çarpımı mıknatısın ürettiği enerjiyi gösterir ve ne kadar büyük olursa kullanıldığı motorun boyutu o derece düşer ve enerji yoğunluğu artar. Koersif kuvvet H_c malzemenin mıknatıs özelliğini yok etmek için mıknatısa ters yönde uygulanacak manyetik alan şiddetidir(Krishnan, 2001).

Mıknatısın demagnetize olma karakteristiğinden çalışma noktasını bulmak için makinadaki akı yolunu düşünmek gerekir. Akı, rotor mıknatısı N kutbundan hava aralığı üzerinden statora geçer ve buradan da yine hava aralığı üzerinden rotor S kutbuna geçerek yolunu tamamlar. Bu süreçte akı, mıknatıs parçasını ve hava aralığını ikişer defa geçer. Bu süreç şekil 6.21’ de gösterilmiştir.



Şekil 6.21 Stator ve rotorda akı yolu (Krishnan, 2001)

Eğer stator ve rotor demirinin ihtiyacı olan manyetomotor kuvvet ihmal edilirse. Mıknatıslar tarafından üretilen manyetomotor kuvvet hava aralığı manyetomotor kuvvetine eşit olur.

$$H_m \cdot l_m = H_g \cdot l_g \quad (6.21)$$

Burada H_m ve H_g sırasıyla mıknatıs ve hava aralığının manyetik alan şiddetidir. l_m ve l_g de sırasıyla mıknatıs ve hava aralığı boyudur. Demagnetize olma karakteristiğinde çalışma akı yoğunluğu (B_m) aşağıdaki şekilde belirlenir.

$$B_m = B_r + \mu_0 \mu_{rm} H_m \quad (6.22)$$

$$B_m = B_r / (1 + \mu_{rm} l_g / l_m) \quad (6.23)$$

Eşitlikten de görüldüğü gibi çalışma akı yoğunluğu, hava aralığı uyarma gereksinimi nedeniyle, daima artık akı yoğunluğundan küçüktür. (Burada demir uyarma gereksinimi ve kaçak akı ihmal edilmiştir.) Çalışma noktası şekil 6.22’ de gösterilmiştir. Çalışma akı yoğunluğu B_m ile orijini birleştiren doğruya hava aralığı doğrusu ya da yük doğrusu adı verilir. Bu doğrunun eğimi fiktif manyetik iletkenlik katsayısı μ_c ile havanın manyetik

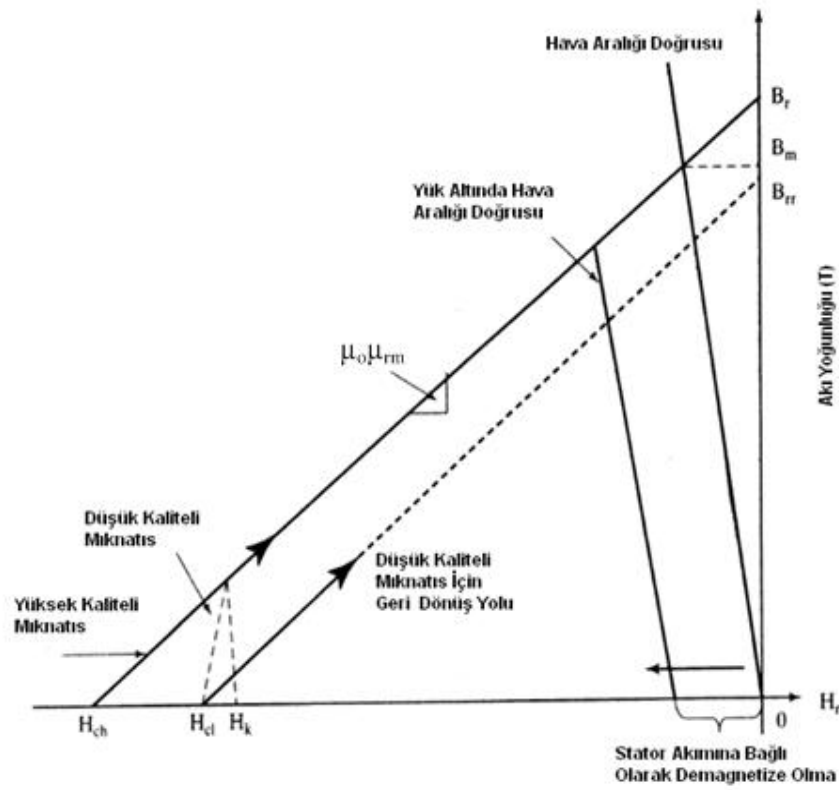
iletkenliği μ_0 çarpımına eşittir. Eğer stator elektriksel olarak uyarılırsa ortaya demagnetize bir etki çıkar ve yük doğrusu orijinal doğruya paralel olarak sola doğru kayar ve çalışma akı yoğunluğu daha da azalır. Manyetik iletkenlik katsayısı, B_m ve H_m ile tanımlanmış çalışma noktası için aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$B_m = B_r + \mu_0 \mu_{rm} H_m = -\mu_0 \mu_c H_m \quad (6.24)$$

$$\mu_c = (B_r / -\mu_0 H_m) - \mu_{rm} = (-\mu_0 \mu_{re} H_m / -\mu_0 H_m) - \mu_{rm} = \mu_{re} - \mu_{rm} \quad (6.25)$$

μ_{re} : harici/dış manyetik geçirgenlik

μ_{rm} : göreceli geri gelme manyetik geçirgenliği



Şekil 6.22 Mıknatısların çalışma noktası (Krishnan, 2001)

Şekil 6.22’ de de görüldüğü gibi düşük kaliteli mıknatıs düşük akı yoğunluğunda bir dirsek çizer. Bu noktada sert bir şekilde sıfır akı yoğunluğuna düşer ve H_{cl} ile gösterilen ve koversivite olarak adlandırılan manyetik alan şiddetine erişir. Koersivite, malzemenin mıknatıs özelliğini yok edecek kadar ters yönde uygulanan manyetik alan şiddetidir. Dirsek noktası manyetik alan şiddeti ise H_k ile gösterilir. Eğer mıknatısa karşı dışarıdan verilen uyarı kaldırılırsa orijinal B-H karakteristiğine paralel bir yoldan mıknatıslığını geri kazanır. Bu süreç neticesinde mıknatıs orijinal artık akı yoğunluğundan daha düşük değerdeki B_{rr} akı

yoğunluğuna ulaşır. Mıknatıs akı yoğunluğundaki bu farkı telafi edilemez şekilde kaybetmiş olur. Yüksek kaliteli bir mıknatısta ise bu dirsek oluşmaz düz bir karakteristiğe sahiptir. Mıknatıs demagnetize olduğu yoldan tekrar magnetik özelliğini geri kazanır. Bu doğrunun eğimi $\mu_0\mu_{rm}$ değerine eşittir.

6.2.1.1 Alnico

Alüminyum(Al), Nikel(Ni) ve Kobalt(Co) alaşımıdır. Alniconun temel avantajı yüksek artık manyetik akı yoğunluğuna ve düşük sıcaklık faktörüne sahip olmasıdır. Artık manyetik akı yoğunluğu sıcaklık katsayısı $0.02\% / ^\circ\text{C}$ ve maksimum çalışma sıcaklığı 520°C ' dir. Bununla birlikte, koersif kuvvet düşük ve demagnetize olma eğrisi aşırı nonlineerdir. Bu yüzden Alnico malzemeninin sadece mıknatıslanması değil demagnetize olması da son derece kolaydır. Günümüzde makine tasarımında pek kullanılmamaktadır(Ehsani vd., 2005).

6.2.1.2 Ferrit

Baryum ve stronsiyum ferritler 1950' li yıllarda bulunmuştur. Alnico malzemeye göre daha yüksek koersif kuvvete sahiptir fakat aynı zamanda daha düşük artık manyetik akı yoğunluğuna sahiptir. En yüksek çalışma sıcaklığı 400°C ' dir. Ferrit mıknatısların maliyeti düşüktür ve yüksek elektrik direncine sahiptir, bu özellik mıknatısta fuko akımı kayıplarını engeller(Ehsani vd., 2005).

6.2.1.3 Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar

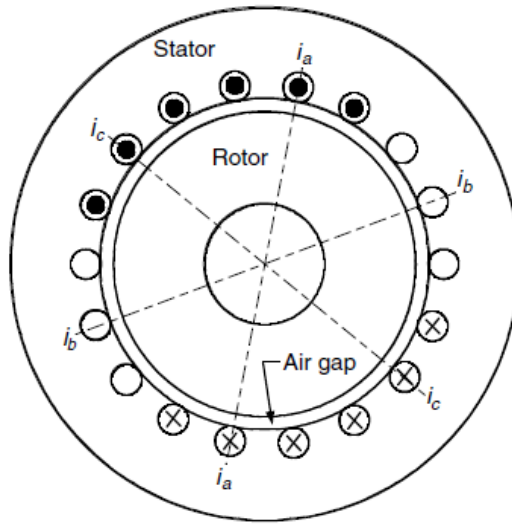
Son birkaç onyılıda nadir toprak elementi mıknatısların geliştirilmesi ile yüksek enerji yoğunluğuna ilişkin $((BH)_{\max})$ büyük gelişmeler yaşanmıştır. Nadir toprak elementi mıknatısların ilk nesli samaryum kobalt (SmCo_5) bileşikleridir. Bu bileşikler yüksek artık akı yoğunluğuna, yüksek enerji yoğunluğuna, yüksek koersif kuvvete, lineer demagnetize olma eğrisine ve düşük sıcaklık katsayısına sahiptirler. Maksimum çalışma sıcaklıkları $250-300^\circ\text{C}$ ' dir. Düşük hacimli, yüksek güçlü ve düşük atalet momentli motorlar için uygundur. Bununla birlikte maliyetleri yüksektir.

Yeni nesil nadir toprak elementi mıknatıslar ise neodmiyum ve demir temellidir. Bu malzemelerin kullanılması ile mıknatıs maliyeti düşürülmüştür. NdFeB mıknatıslar oda sıcaklığında SmCo mıknatıslara göre daha iyi manyetik özellikler gösterir. Maksimum çalışma sıcaklığı 150°C ' dir. Curie sıcaklığı ise 300°C ' dir. Yapılan son çalışmalar bu mıknatısın oda sıcaklığındaki manyetik özelliklerini koruyarak 50°C ' nin üstünde çalışmasını sağlamıştır (Ehsani vd., 2005).

6.2.2 Fırçasız DC Motorlar ve Kontrolü

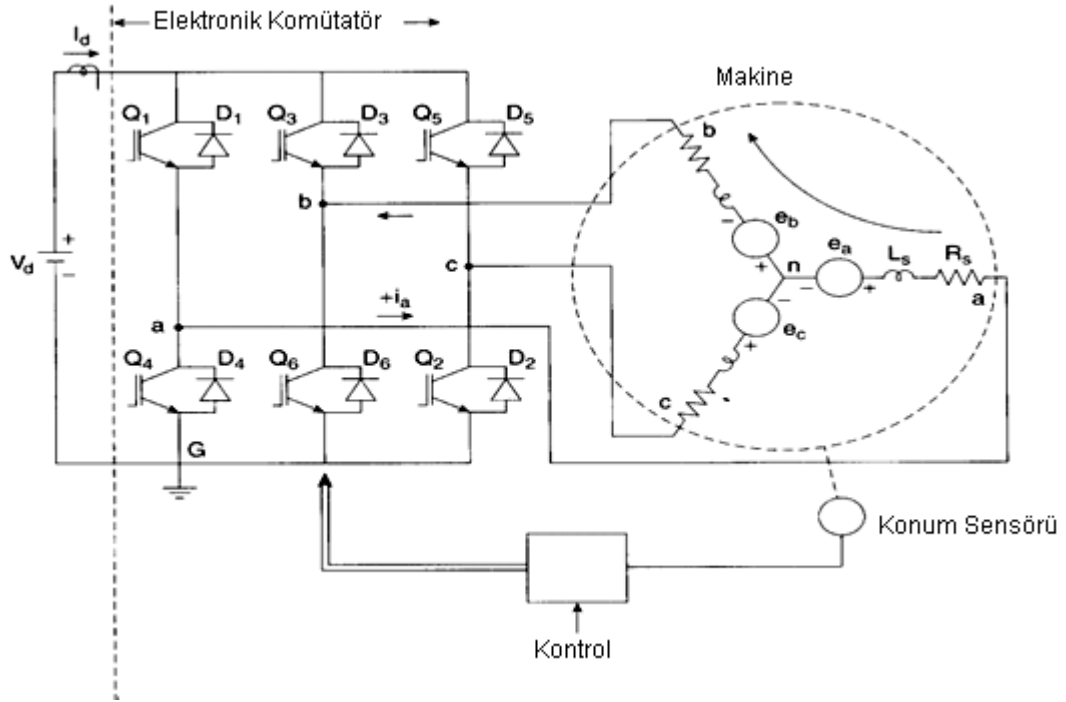
Kalıcı mıknatıslı motorlar ters emk dalga şekillerine göre sinusoidal ve trapezoidal olarak ikiye ayrılır. Trapezoidal ters emk dalgasına sahip motorlara fırçasız DC motor denir. Bu motorlarda mıknatıslar yüzeye yerleştirilmiştir ve mıknatıs akısı hava aralığında dikdörtgen olarak dağılır, stator akımları dalga şekli dikdörtgendir, stator sargıları kümelenmiştir.

Stator akımı dalga şekilleri elektriksel olarak 60° lik sıfır akımlı aralıkları olan dörtgen dalgalarıdır. Bu, fırçasız DC motoru sabit mıknatıslı senkron motora göre daha kolay kontrol edilebilir hale getiren bir özelliktir. Stator akımı kendi fazına ait olan ters emk' nın sabit olduğu kısmın başlangıç ve bitişini takip eder. Bu da 3 fazlı makine için her periyotta 6 ayrı durumun olduğunu gösterir. Fırçasız DC motorda rotor konum sensörü için çözünürlük gereksinimi bir periyotta sadece altı komütasyon anı gerekli olduğu için çok daha düşüktür. Bu sinyeller 120şer elektriksel derece aralıkla yerleştirilmiş 3 adet Hall sensörü ile kolaylıkla üretilebilir. Sabit mıknatıslı senkron motorlarda sürekli ve ani olarak kesin rotor konum bilgisi gerekirken, üç fazlı bir fırçasız DC motorda sadece 6 ayrı konum bilgisi gerekir. Bunun sonucu olarak sabit mıknatıslı senkron motorlarda vektör işlemleri etkin olarak kullanılırken fırçasız DC motor için bu gerekli değildir. Şekil 6.23' te fırçasız DC motorun stator yapısı görülmektedir.



Şekil 6.23 Fırçasız DC motorda stator sargı dağılımı (Gao vd., 2005)

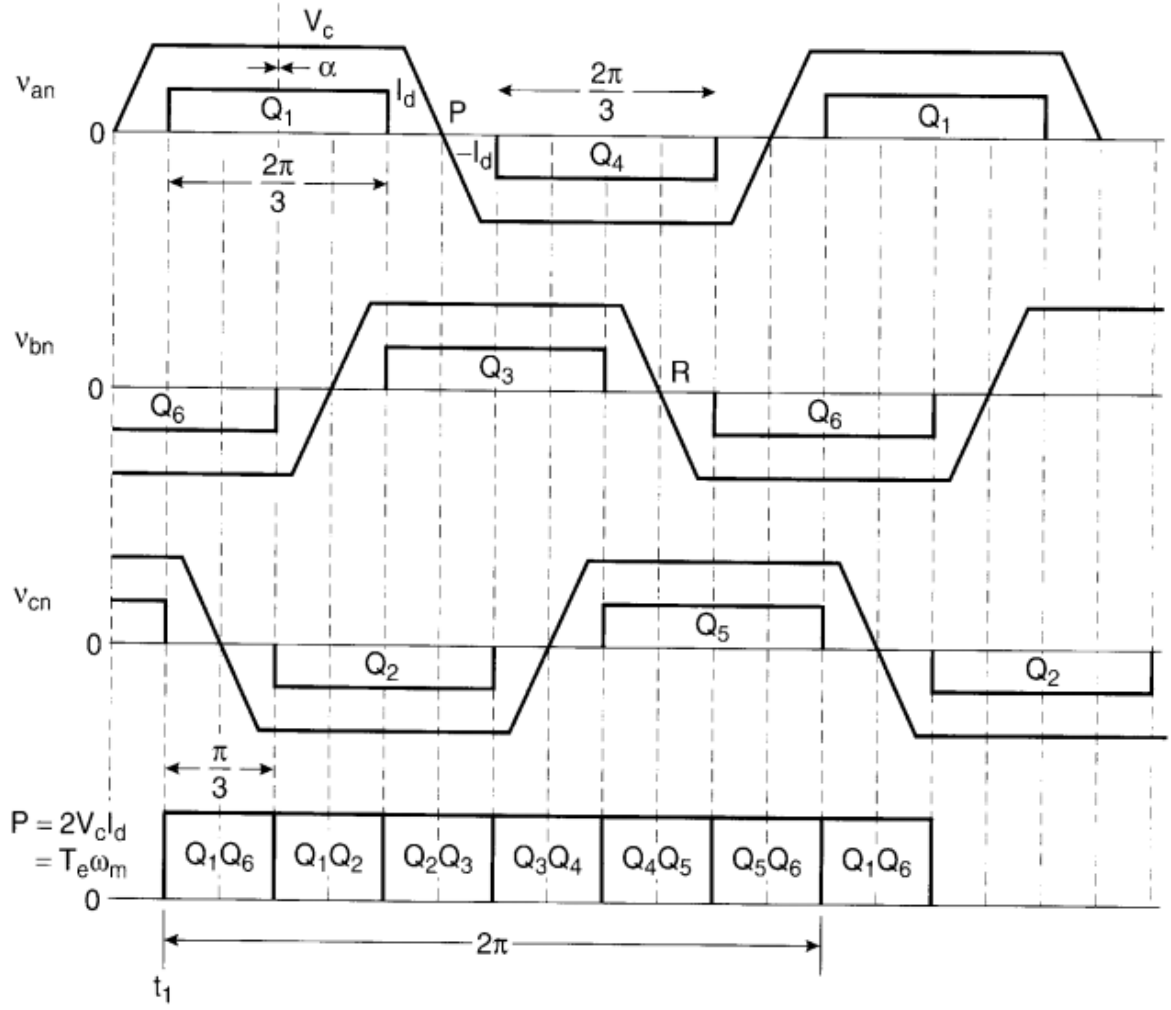
Şekil 6.24' te fırçasız DC motor eşdeğer devresi ve konverter devresi görülmektedir.



Şekil 6.24 Fırçasız DC motor eşdeğer devresi ve konverter devresi

Burada R_s stator sargı direncini, L_s stator sargı endüktansını, e gerilimleri ise trapezoidal ters emk dalgalarının faz nötr değerini gösterir. İnverter konum sensöründen anahtarlama sinyallerini alan elektronik bir komütatör gibi davranır. Bu nedenle bu yapı elektronik komütasyonlu motor olarak da adlandırılır. Konverter temel olarak iki ayrı durumda çalışabilir, 120° iletim durumu ve PWM modu.

120° iletim durumuna ait dalga şekilleri şekil 6.25’ te gösterilmiştir.



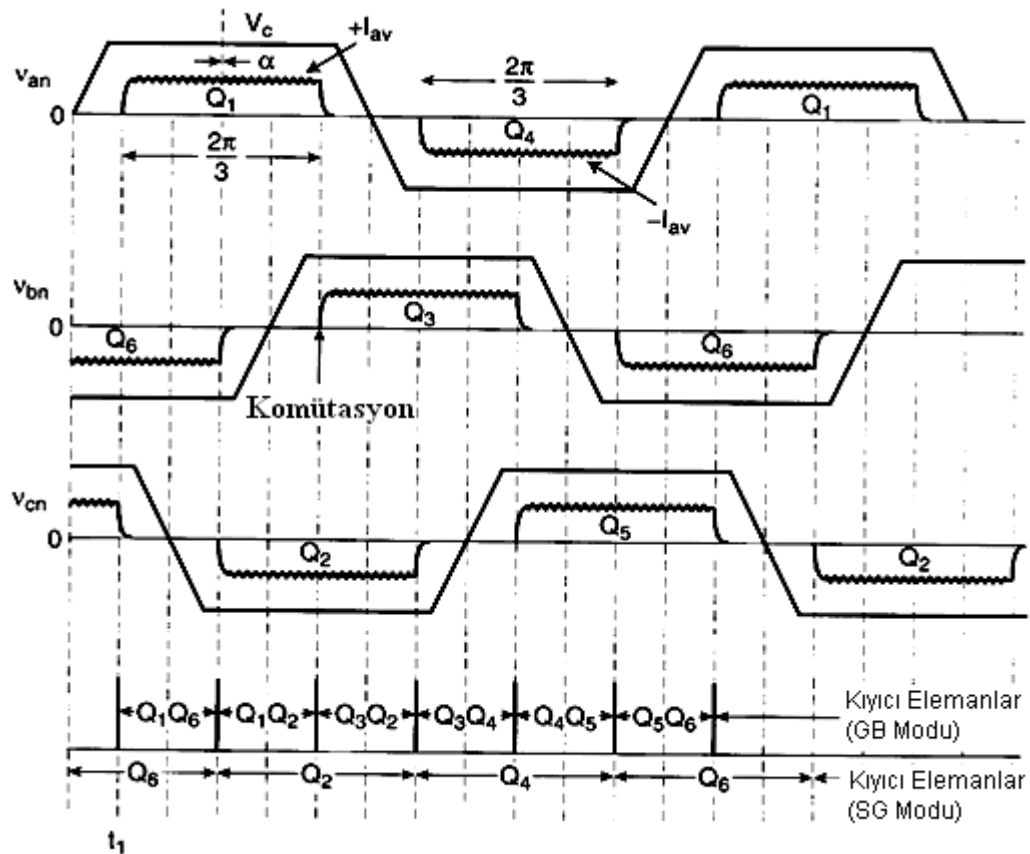
Şekil 6.25 Stator faz gerilim ve akım dalgaları (Bose, 2002)

Stator sargılarının 3 faz tam adımli olması neticesinde trapezoidal ters emk dalga şekilleri 120° boyunca farklı alternansta elde edilir. Akım üretimi 120° iletim 60° kesim şeklindedir. Yani her faz akımı 360° ’lık periyodun, 120° pozitif 120° negatif olmak üzere, üçte ikisi boyunca akar. Motorun yüksek performanslı kontrolü için stator akımları ilgili faz-nötr ters emk dalgaları ile senkronize olmalıdır. İnverter anahtarları (Q_1 - Q_6) DC giriş akımı I_d ’yi her faza ait gerilim dalgasının tam ortasına yerleştirecek şekilde anahtarlanır. α açısı akım dalgasının gerilim dalgasına göre konumunu belirtir. Şekilde $\alpha = 0^\circ$ ’dır. Herhangi bir anahtarlama anında biri üst biri alt gruptan olmak üzere iki anahtar iletimdedir. Örneğin, t_1 anında Q_1 ve Q_6 anahtarları iletimdedir ve a fazından pozitif akım akarken b fazından negatif akım akar. 60° sonra Q_6 anahtarı kesime girer ve Q_2 anahtarı iletime girer. Komütasyon neticesinde b fazından akan negatif akım c fazından akmaya devam eder. Bu iletim durumu her 60° ’de bir değişir. Bütün bu anahtarlama anları konum sensöründen gelen bilgilerle belirlenir. Şekil 6.24’ten görüldüğü gibi herhangi bir anda iki faza ait ters emkalar ($2V_c$)

inverter girişı karşısında seri olarak ortaya çıkar(gerilim düşümleri ihmal edilmiştir). Herhangi bir anda makinaya güç akışı ideal olarak sabittir ve $P = 2V_c I_d$ şeklinde ifade edilir (Bose, 2002).

Anahtarları, komütatör fonksiyonuna ek olarak terminal akım ve gerilimini sürekli kontrol eden PWM moduyla kontrol etmek de mümkündür. Şekil 6.26' da akım kontrollü inverterin dalga şekilleri görülmektedir. Burada esasen iki mod vardır, geri besleme ve serbest geçiş. Her iki modda da motorun ortalama akımı ve gerilimi kontrol edilmek üzere anahtarlamlar gerçekleştirilir. Örneğin geri besleme modunda t_1 anından 60° sonrasına kadar Q_1 ve Q_6 anahtarları iletime sokulup çıkartılır. Anahtarlar iletimdeyken a ve b fazı akımları artacaktır($V_d > 2V_c$). Anahtarlar kesime girdiğinde ise akım D_3 ve D_4 diyotları üzerinden geri akar ve azalır, motorun ortalama terminal gerilimi, V_{av} , iletim oranına bağımlıdır. Ortalama faz gerilimi eşitlikte verildiği gibidir(Bose, 2002).

$$V_{av} = V_c + I_{av}R_s \quad (6.26)$$



Şekil 6.26 PWM akım kontrol modunda dalga şekilleri (Bose, 2002)

Serbest geçiş modunda iletime girip çıkma kontrolü sadece bir eleman için gerçekleştirilir. Örneğin tüm üst grup anahtarları sırayla ilgili pozitif gerilim yarı periyodun ortasında tutulur.

t_1' den sonraki 60° lik süre içinde Q_6 anahtarı iletme sokulup çıkarılır. Q_6 anahtarı iletimdeyken V_d gerilimi a ve b sargılarına uygulanır ve akım artar. Q_6 kesime girdiğinde ise ters emk' ya bağlı olarak azalmakta olan akım, Q_1 ve D_3 üzerinden akar ve motor terminallerini kısa devre eder. Şekil 6.26' da görülen motor çalışmadan akımların 180° kaydırılması ile rejeneratif çalışmaya geçilir($\alpha=180$).

PWM modu 120° iletimde çalışma için kalkış akımını sınırlayarak fırçasız DC motorun kalkışında kullanışlıdır. Bu modda motor, aşama aşama akımı sınırlanmış başlangıç anından nominal hıza ulaşır ve ardından 120° iletim moduna geçilir.

6.2.2.1 Hız Moment Karakteristiği

Motorun hız moment karakteristiği 120° iletim modunda çalıştığı göz önünde bulundurularak çıkartılmıştır. Kayıplar ihmal edildiğinde giriş gücü ve üretilen moment arasındaki ilişki aşağıda verilmiştir.

$$P = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = 2I_d V_c = T_e \omega_m \quad (6.27)$$

$$T_e = \frac{2I_d V_c}{\omega_m} = \frac{2pI_d V_c}{\omega_r} \quad (6.28)$$

Bu eşitliklerde yer alan V_c bir faza ait ters emk' yı, I_d DC hat akımını, ω_m mekanik hızı (rad/s), p çift kutup sayısını ifade etmektedir.

Ters emk hızla orantılı olarak artar.

$$V_c = K\omega_r \quad (6.29)$$

DC gerilim ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$V_d = 2R_s I_d + 2V_c \quad (6.30)$$

(6.29) ifadesini (6.28) ifadesinde yerine koyduğumuzda;

$$T_e = K_1 I_d \quad (6.31)$$

elde edilir.

$$K_1 = K.2p \quad (6.32)$$

Baz moment ifadesi tanımlanır.

$$T_{eb} = K_1 I_d \big|_{(I_d=I_{kd})} = \frac{K_1 V_d}{2R_s} \quad (6.33)$$

Eşitlikte yer alan I_{kd} ($V_d/2R_s$) kısa devre akımını göstermektedir.

Baz hız ifadesi:

$$\omega_{rb} = \omega_r |_{(I_d=0)} = \frac{V_d}{2K} \quad (6.34)$$

Baz değerler üzerinden hız moment ilişkisi aşağıdaki şekilde elde edilir.

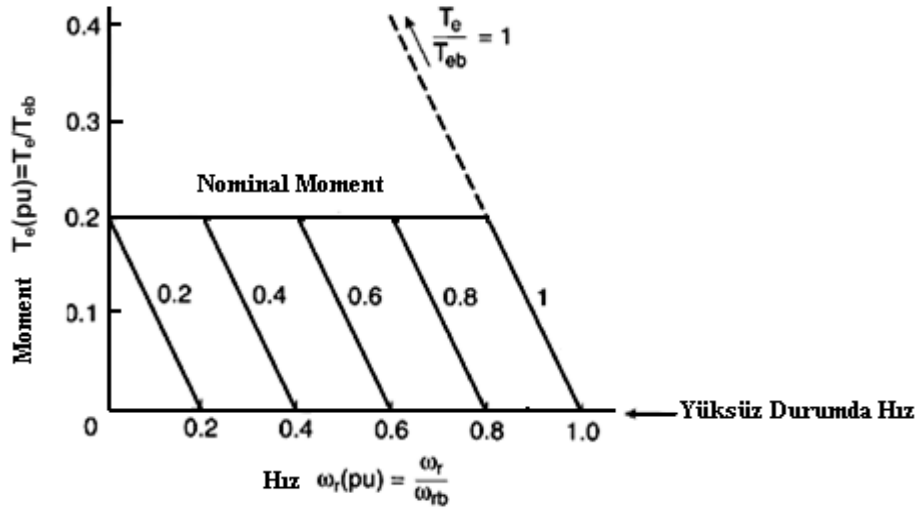
$$\omega_r = \frac{V_d - 2R_s I_d}{2K} = \frac{V_d}{2K} - \left(\frac{V_d}{2K}\right) \frac{K_1 I_d}{\left(\frac{K_1 V_d}{2R_s}\right)} = \omega_{rb} \left(1 - \frac{T_e}{T_{eb}}\right) \quad (6.35)$$

$$T_e(pu) = 1 - \omega_r(pu) \quad (6.36)$$

$$T_e(pu) = \frac{T_e}{T_{eb}} \quad (6.37)$$

$$\omega_r(pu) = \frac{\omega_r}{\omega_{rb}} \quad (6.38)$$

Bu normalize hız-moment ifadeleri şekil 6.27’ de çizdirilmiş olarak görülmektedir.



Şekil 6.27 Normalize hız moment karakteristiği (Bose, 2002)

Yüksüz durumdaki hız, ortalama gerilim V_{av} ’ nin değiştirilmesi ile kontrol edilir. Yüksüz durumdaki motor yüklendikçe stator direncindeki düşüm nedeniyle motor hızı azalır. Motorda düşük hızlarda, özellikle başlangıç anında, çok yüksek moment üretilir. Bu da ters emk düşük olduğu için stator sargılarından yüksek akım akması sonucunu doğurur. Bu yüksek akım stator sargılarına zarar verebilir. Değişken gerilim kaynağı ile sargı akımlarının maksimum değeri, gerilimin kontrolü ile sınırlanır.

6.2.2.2 Makine Dinamik Modeli

Motor dinamik modeli aşağıda verildiği gibidir.

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (6.39)$$

Bu eşitlikte L, endüktans; M, karşıt endüktans; e, faza ait ters emk; v, uygulanan faz gerilimi; s, laplace operatörünü ifade etmektedir.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (6.40)$$

$$Mi_b + Mi_c = -Mi_a \quad (6.41)$$

(6.41) ifadesi (6.39)' da yerine konursa aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$L_s \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (6.42)$$

$$L_s = L - M \quad (6.43)$$

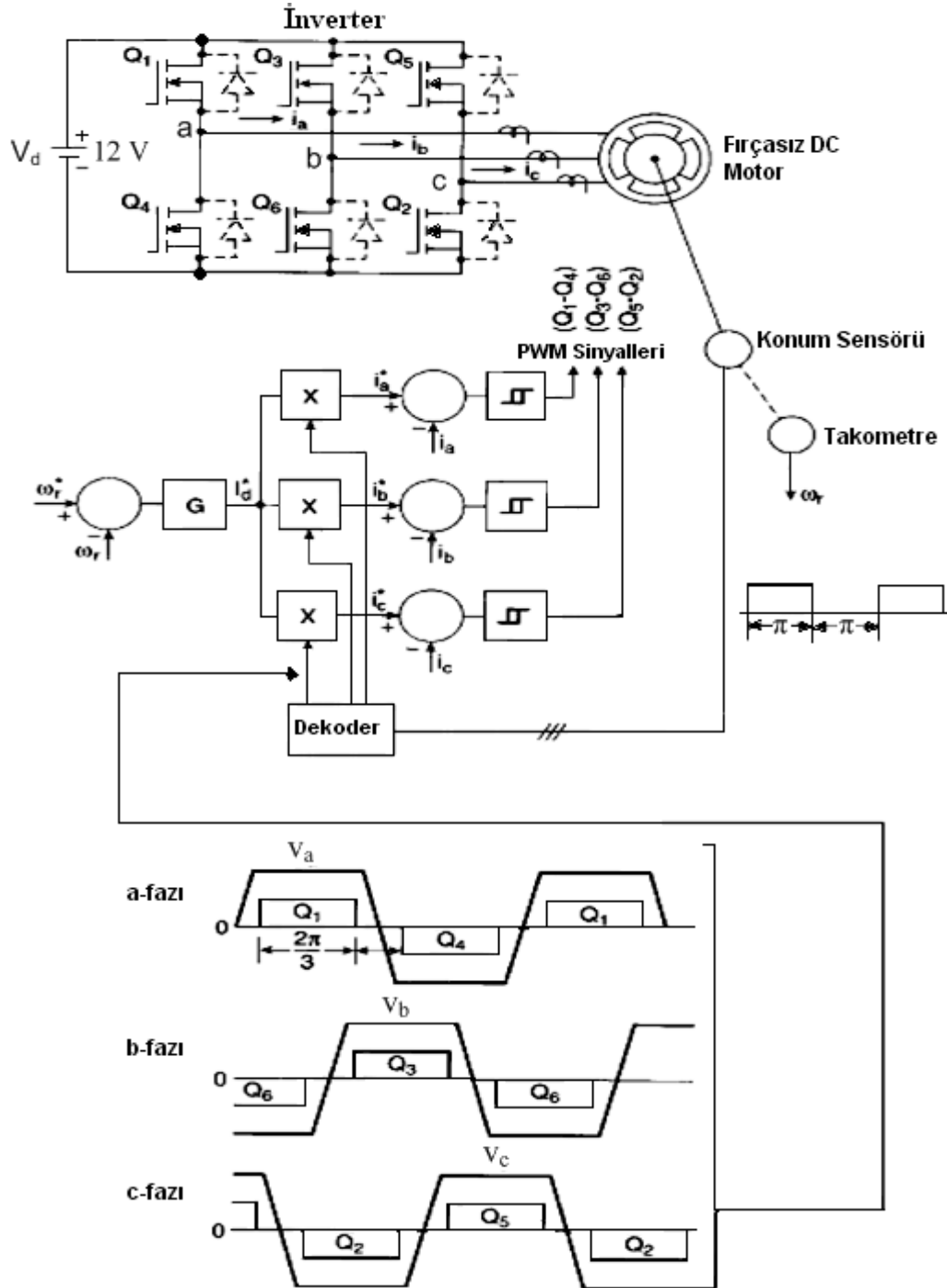
$$T_e = p \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (6.44)$$

$$(J / p) \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (6.45)$$

6.2.2.3 Geri Besleme Modunda Kapalı Çevrim Hız Kontrolü

Şekil 6.28' de PWM geri besleme modunda çalışan bir inverter ile fırçasız DC motorun kapalı çevrim hız kontrolü gösterilmiştir. Konum algılaması için üç adet Hall sensörü kullanılmıştır. Enkoderden elde edilen dalgalar dekode aracılığıyla şekil 6.28' deki altı darbeli dalgalara dönüştürülür. Şekildeki hız çevrimi, faz akımı genliği I_d^* komutunu üretir. Bu komut motor çalışma için pozitif, rejeneratif çalışma için negatiftir. Bu sinyal dekode çıkışının yardımıyla ilgili fazda uygun polarite ile devreye alınır. Gerçek akımlar, akım komutlarını histerezis bant akım kontrolüyle izlerler. Herhangi bir anda biri pozitif biri negatif polariteli olmak üzere iki fazdan akım akar. Örneğin motor çalışma esnasında a fazı pozitif akımı i_a^* ve b fazı negatif akımı i_b^* komutları dekode tarafından devreye sokulduğunda, Q₁ ve Q₆ anahtarları eş zamanlı

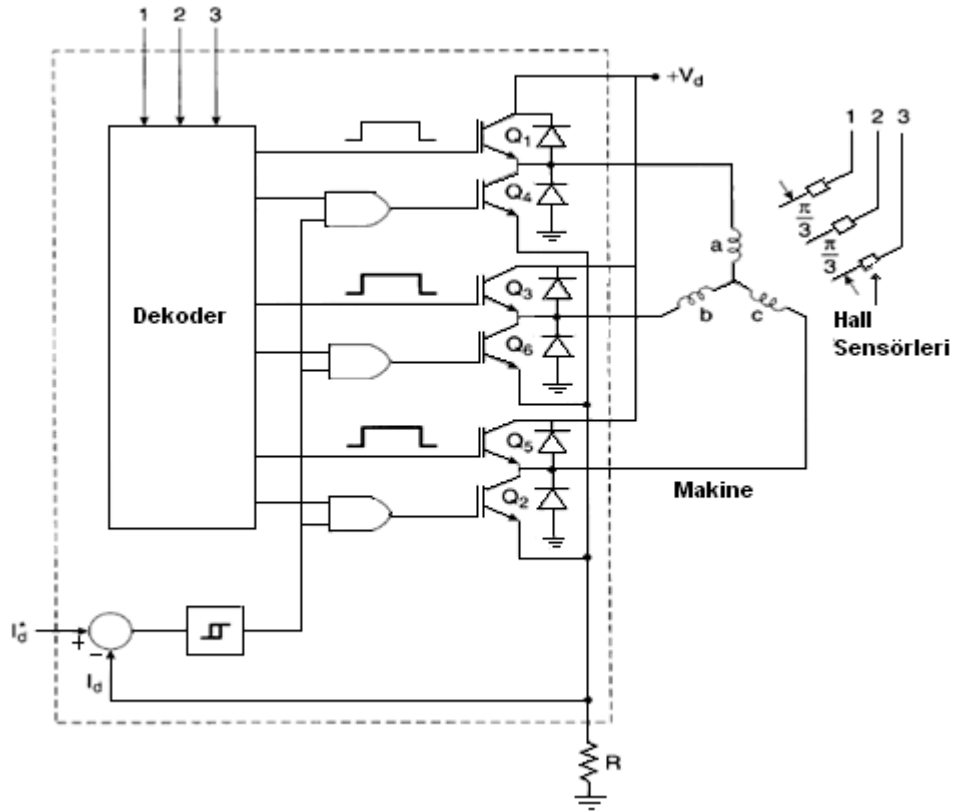
olarak iletme girer i_a ve i_b akımları akar. Genlikleri eşit olan bu akımlar histerezis bandı aşmaya başladığında her iki anahtarda aynı anda kesime girer ve diyotlar üzerinden akım akmaya başlar. Nötrü izoleli bir yapı için iki akım sensörü yeterlidir.



Şekil 6.28 PWM geri besleme modunda kapalı çevrim hız kontrolü (Bose, 2002)

6.2.2.4 Serbest Geçiş Modunda Kapalı Çevrim Akım Kontrolü

Şekil 6.29' de faz akımlarının PWM serbest geçiş moduyla kontrol edildiği fırçasız dc motor kontrol diyagramı görülmektedir.

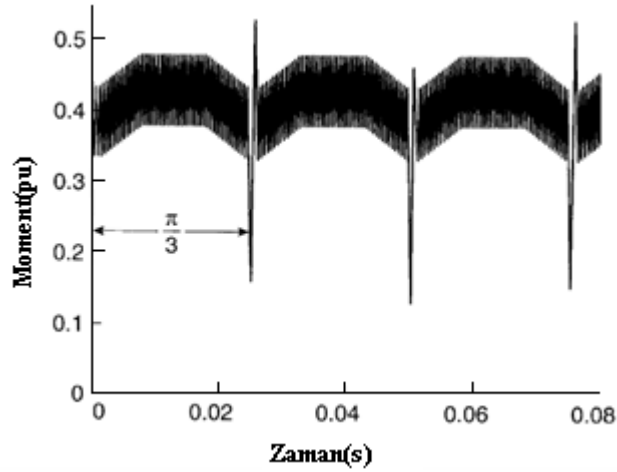


Şekil 6.29 PWM serbest geçiş modunda kapalı çevrim akım kontrolü (Bose, 2002)

Burada, inverter üst grup elemanları ilgili pozitif gerilim dalgalarının ortasında olacak şekilde sırayla ilettime sokulurken I_d^* akımının kontrolü için kullanılan bir dekoder yardımıyla alt grup elemanları da ilgili negatif gerilim dalgalarının ortasında olacak şekilde ilettime sokulup çıkarılır. Bu yapıda sadece bir dc akım sensörü yeterlidir.

6.2.2.5 Moment Titreşimi

Fırçasız DC motorun yüksek güç yoğunluklu basit bir makine oluşu ve sinusoidal sabit mıknatıslı makinalara göre kontrolünün kolay oluşu avantajlarıdır. Fakat momentteki titreşimi makine için dezavantajdır. Tipik bir makinada üretilen moment dalgası şekil 6.30’ da gösterilmiştir. Bu dalga bir DC ya da ortalama bileşen ve titreşimli bileşenler içerir. Titreşimli momentin üç kaynağı vardır: yüksek frekanslı bileşen, 60° periyotlu yuvarlama etkisi, her 60° deki komütasyon transienti.



Şekil 6.30 Titreşimli bileşenleri içeren moment (Bose, 2002)

Yüksek frekanslı titreşimli moment bileşeni, inverterin PWM kontrolünün fazlarda bir ripple akımı meydana getirmesi neticesinde oluşur. Bu titreşimli moment etkisi motorun ataleti nedeniyle ihmal edilebilir. Yuvarlama etkisi, endüklenen faz gerilimlerinin yuvarlatılmış olması(quasi-sinusoidal, bitişik mıknatıs kutuplarına doğru olan kaçak akı yollarından dolayı) ile yuvarlatılmış güç eğrileri oluşması sebebiyle ortaya çıkar. Komütasyon etkisi her 60° de bir gerçekleşir. Komütasyon esnasında ilgili iki fazın akımları toplamı sabit olmadığı için bir transient moment üretilir. (6.44) eşitliğinde verilen ani moment ifadesi gereğince akımın b fazından c fazına geçiş anında bir transient moment meydana gelir.

e_a , e_b , e_c değerlerinin sabit, genliklerinin eşit ve ω_r hızının sabit olduğu farzedildiğinde ve aşağıdaki eşitlikteki şart sağlandığında titreşim momenti sıfır değerinin alır.

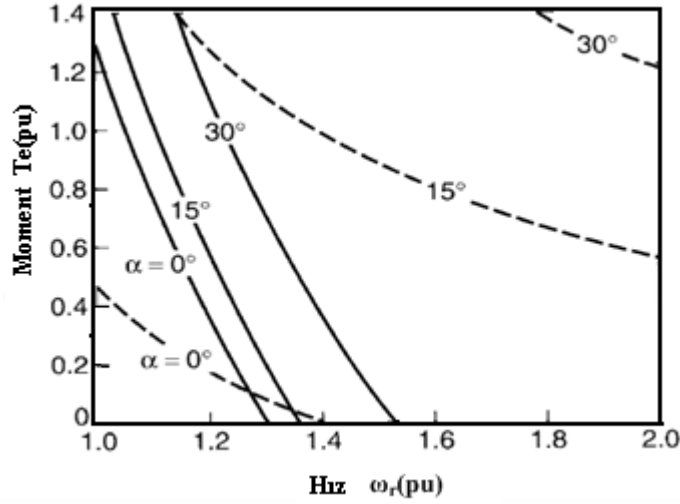
$$|i_b + i_c| = i_a \quad (6.46)$$

Fakat sınırlı faz endüktansları nedeniyle komütasyon akımlarının toplamı sabit olmaz ve titreşim momenti meydana gelir.

6.2.2.6 Nominal Hızın Üstünde Çalışma

Fırçasız DC motoru da sabit mıknatıslı sinusoidal motor gibi nominal hızın üzerinde çalıştırmak mümkündür. Altı darbeli PWM akım kontrolü modu sadece $V_d > 2V_c$ olduğunda mümkündür. V_c hız ile orantılı olduğundan yüksek hızlarda $V_d = 2V_c$ olduğunda PWM kontrol kaybolur. Bu durumda faz akımı genliği ve moment sert bir şekilde düşer. Şekil 6.31' de fırçasız DC motorun nominal hızın üzerindeki normalize hız moment karakteristiği görülmektedir. Şekildeki kesiksiz çizgiler normal altı darbeli akım kontrol modunda çalışmayı ifade etmektedir. $\alpha = 0$, altı darbeli akım dalgasının faz gerilim dalgasının tam ortasında

bulunduğunu gösterir. $\alpha = 0$ için moment eğrisinde, $V_d = 2V_c$ de momentin, $\omega_r (\text{pu}) = 1.3$ te sıfır olana kadar hızlı bir şekilde düşüşü belirtilmiştir.



Şekil 6.31 Nominal hızın üzerindeki hız moment karakteristikleri (Bose, 2002)

α' 'nın artırılmasıyla motorun daha yüksek hızlara çıkması sağlanabilir. V_c geriliminin henüz yeteri kadar yükselmediği durumda faz sargısı V_d gerilimi ile beslenebilir. Ters emk yükseldiğinde ise bu akım da hızlı bir şekilde düşer. Bu tip çalışmada hız yükseldikçe faz akımının tepe değeri ve momentteki titreşim de yükselir. Hız kontrol aralığı, 120° iletim modundan aşama aşama 180° iletim moduna geçilmesiyle genişletilebilir. Şekilde kesikli çizgilerle gösterilen bu çalışma modunda, inverter bir sinusoidal makinayı besler gibi normal kare dalga modunda çalışır. Herhangi bir anda üç anahtar iletimdedir. Bu modun avantajı 120° iletime göre momentteki titreşimin daha az olmasıdır. Fakat bu yöntemde makinada damper sargılarının olmadığı durumlarda geçici rejimde motorda titreme problemleri oluşur(Bose, 1988).

Bu motorlarda nominal hızın üstüne çıkmak için kullanılacak kontrol yöntemleri karmaşık olduğu için bunun yerine araçta çok vitesli iletim kullanılması da tercih edilebilir.

6.2.2.7 Fırçasız DC Motorun Sensörsüz Kontrolü

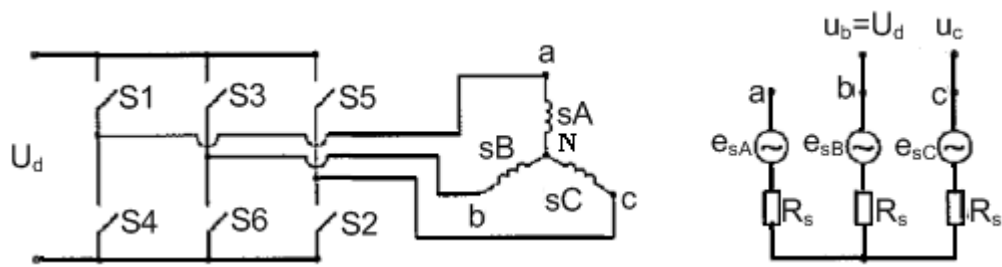
Sürücü sistemi, her faz sargısını uygun bir şekilde enerjilendirebilmek için rotor konum bilgisine ihtiyaç duyar. Bu bilgi de konum sensörleri aracılığıyla elde edilir. Konum sensörü genellikle ya üç tane hall-etkili sensör ya da bir optik enkoderdir. Bu konum sensörleri pahalı ve hassas elemanlardır. Bu nedenle bunların varlığı sadece sürücünün maliyetini arttırmakla kalmaz aynı zamanda sürücünün dayanıklılığını azaltır ve askeri uygulamalar gibi zor çevre şartlarında çalışmayı zorlaştırır.

Her komütasyon adımında bir faz sargısı pozitif bir faz sargısı negatif gerilime maruz kalırken diğer faz ise değişken durumdadır. Bu değişken gerilime maruz kalan fazdaki ters emk' nın bir sıfır geçiş noktası vardır. Sıfır geçiş noktası iki komütasyonun ortasında gerçekleşir. Sabit hızda ya da çok yavaş değişen hızlarda bir komütasyondan sıfır geçiş noktasına sıfır geçiş noktasından da diğer komütasyona kadar olan zaman periyodu eşittir. Bu özellik sensörsüz kontrol için temel teşkil eder. Sensörsüz kontrol için bu sıfır geçiş noktalarının algılanması gerekir. Bunun için her faz sargısı için bir ADC kanalı gereklidir. Ters emk' nın genliği doğrudan motor hızıyla orantılı olduğu için düşük hızlarda sıfır geçiş noktasını tespit etmek oldukça zordur. Fırçasız DC motorların sensörsüz kontrolünde yaygın kullanılan yöntemler ters emk ya da terminal gerilimi algılanması ve stator üçüncü harmonik geriliminin algılanmasıdır.

6.2.2.7.1 Sıfır Geçiş Yöntemi

Bu yöntem fırçasız DC motorlarda rotor konum bilgisinin elde edilmesi için kullanılır. Yöntemde uyarılmamış stator faz sargısında endüklenen ters emk' nın sıfır geçiş anı tespit edilir. Trapezoidal motor bu yöntem için çok uygundur çünkü aynı anda sadece iki stator fazı uyarılmıştır, bu sayede diğer fazdaki ters emk rahatlıkla ölçülebilir.

Şekil 6.32' de bir fırçasız DC motorun yıldız bağlı stator sargılarını besleyen inverter görülmektedir. Ters emk' nın sıfır geçiş anlarında ilgili terminal gerilimi nötr gerilimine eşittir. Şekilde S3 ve S2 anahtarlarının iletimde olduğu durum için eşdeğer devre de görülmektedir.



Şekil 6.32 İnverterden beslenen motor ile S3 ve S2 anahtarlarının iletimde olduğu durumda eşdeğer devre (Vas, 1998)

Şekilden aşağıdaki eşitlikler anlaşılmaktadır.

$$u_a = u_N + e_{sA} \quad (6.47)$$

$$u_b = U_d \quad (6.48)$$

$$u_c = 0 \quad (6.49)$$

Burada u_a stator A fazı terminal gerilimini, u_N ise negatif DC baraya göre nötr gerilimini göstermektedir.

Uyartılmamış stator A fazı sargısı sonsuz bir empedans görür ve üzerindeki ters emk e_{sA} ’ ya rağmen üzerinden akım akmaz. Bu yüzden ters emk’ nın sıfır geçiş anında terminal gerilimi nötr gerilimine eşit olur.

$$u_a = u_N \quad (6.50)$$

$$u_N = U_d - e_{sB} - R_s i_{sB} \quad (6.51)$$

$$U_d = 2R_s i_{sB} + e_{sB} - e_{sC} \quad (6.52)$$

$$u_N = \frac{U_d}{2} - 1/2(e_{sB} + e_{sC}) \quad (6.53)$$

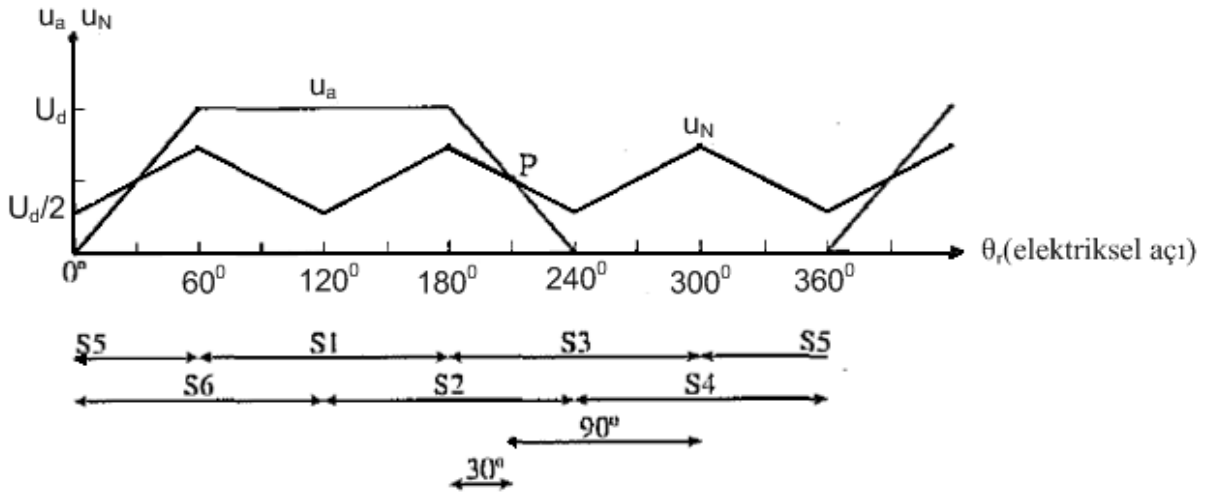
$$e_{sA} = 0 \quad (6.54)$$

$$e_{sB} + e_{sC} = 0 \text{ (ters emklar simetrik olduğu için } e_{sA} + e_{sB} + e_{sC} = 0 \text{)} \quad (6.55)$$

$$u_N = U_d/2 \quad (6.56)$$

$$u_a = u_N = U_d/2 \quad (6.57)$$

Şekil 6.33’ te anahtarlama noktası P’ yi (210°) algılamak için kullanılan terminal gerilimi ve nötr geriliminin değişimi görülmektedir.



Şekil 6.33 Nötr ve terminal gerilimi kesişiminden anahtarlama noktası P’ nin algılanması (Vas, 1998)

Terminal gerilimi nötr gerilimine eşit olduğu için iki gerilim dalgasının kesişimi P noktasını verir. ($e_{sA}=0$) P noktası tarafından tanımlanan konum, yük akımından bağımsızdır. Uygulamada gerekli kesişme bir komparatör tarafından sağlanır. Nötr gerilimi, yıldız bağlı üç

eşdeğer direnci motor sargılarına paralel bağlayarak terminal gerilimlerinden elde edilir. Fakat terminal gerilimleri PWM invertere göre yüksek frekanslı bileşenler içerir, bu nedenle terminal gerilimleri alçak geçiren bir filtreyle filtre edilir.

Anahtarlama anlarının tespiti için, P noktasının yeri tespit edilir ve 30^0 faz kayması ile tespit yapılır. Uygulamada bu 30^0 faz kaymasının sağlanabilmesi için önce terminal gerilimleri üçgen dalgalara çevrilir, üçgenin tepe noktası P' dedir. Sonra bu üçgenler nötr gerilimiyle kesiştirilir(karşılaştırılır).

Sıfır hızda ters emk sıfır olduğu için bu teknik sıfır hızda kullanılamaz. Modülasyon gürültüsü alçak geçiren filtre tarafından elemine edildiği için hızın bir fonksiyonu olan faz gecikmeleri meydana gelebilir ve bu yüzden optimum kontrol (stator akımının rotor akımına dik olması) sağlanamaz. Bu da moment/amper kabiliyetini ve motor hızındaki değişimlere bağlı olarak motor verimini olumsuz etkiler. Her ne kadar bu problem bir faz gecikme kompanzatörü ile azaltılabilse de düşük hızlarda yine de yüksek performans elde edilemez.

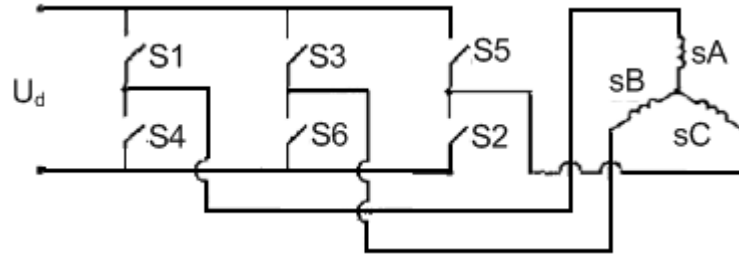
6.2.2.7.2 Stator Faz Gerilimi Üçüncü Harmonik Bileşenini Kullanarak Rotor Konumu Tahmini

Bir fırçasız DC motorda aynı anda sadece iki stator fazına enerji verilebilir. Dolayısıyla sabit akım bir fazdan girer, diğerinden çıkar. Stator akımları 120^0 lik iletim periyotlarına sahip yarı kare dalgalardır. Mıknatısların statorda endüklediği ters emk dalgaları trapezoidaldir. Trapezoidal ters emk dalgasının da sabit kısmı 120^0 ye karşılık gelir. Ters emk' nın genliği hız ile orantılıdır. Stator uyarıtımı ile mıknatıslar tarafından üretilen magnetomotor kuvvet dalgası senkronizedir. İnverter anahtarları her 60 elektriksel derecede bir anahtarlanır ve anahtarlama ilgili ters emk dalgasının sabit olduğu kısmın başlangıcında ve sonunda gerçekleşir. Senkronizasyonun bir sonucu olarak üretilen elektromanyetik moment faz sargısı akımıyla orantılıdır. Momentin polaritesi, uyarılmış iki stator sargısından akan akımın yön değiştirmesi ile değişir. Bu şekilde makine her iki dönüş yönünde de motor ve generatör olarak çalışabilir ve dört bölgeli çalışmaya olanak sağlar.

Sürücüde bir konum sensörü kullanılmadığında ters emk ölçümü gereklidir. Fakat temel olarak tüm ters emk teknikleri ölçülen faz gerilimlerinden yararlanır. Faz gerilimleri ise yüksek frekanslı modülasyon gürültüsü içerir. Bu alçak geçiren bir filtre ile elemine edilebilir ama faz gecikmesine sebep olur. Bu gecikme hızın bir fonksiyonudur. Bu yüzden optimum kontrolü gerçekleştirmek mümkün olmaz.(stator akımı rotor akısına dik olmalıdır) Bu problem bir filtre faz gecikme kompanzatörü ile aşılabılır ama düşük hızlarda maksimum

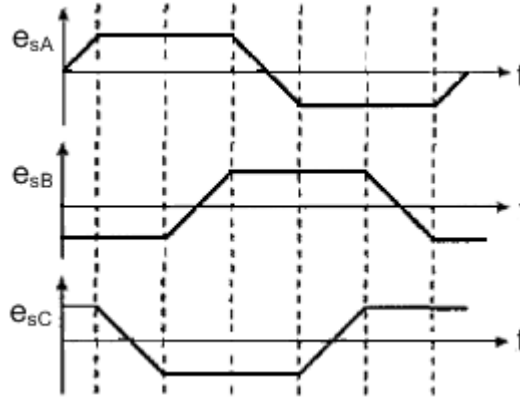
performans yine de sağlanamaz. Fakat rotor konum bilgisi trapezoidal dalgaya bağlı olarak stator gerilimi üçüncü harmoniği izlenerek elde edilebilir. Bu teknik sayesinde, üçüncü harmonik frekansı ters emk'nın temel frekansının üç katı olduğu için düşük hızlarda da çalışılabilir (sıfır hızda çalışma ise sağlanamaz).

Şekil 6.34' de de görüldüğü gibi inverterin altı adet anahtarı vardır ve amaç uygun anahtarlama sırasını tespit edebilmektir.



Şekil 6.34 Fırçasız DC motoru besleyen inverter (Vas, 1998)

Hava aralığı akı yoğunluğunun trapezoidal dağılımı sonucunda yüzey yerleştirmeli fırçasız DC motorun stator sargılarında e_{sA} , e_{sB} , e_{sC} trapezoidal ters emk dalgaları endüklenir. İdeal ters emk dalga şekilleri şekil 6.35' te görülmektedir.



Şekil 6.35 Fırçasız DC motorda trapezoidal ters emklar (Vas, 1998)

Aslında bir trapezoidal emk, temel bileşenle birlikte yüksek dereceli harmonikler de içerir, özellikle de üçüncü harmonik bileşen etkilidir. Harmonik bileşen sadece mıknatısa ve stator sargıları konfigürasyonuna bağlıdır. Stator kutup adımı ve rotor kutup adımı 2/3 oranıyla birbirlerinden farklı olmalıdır aksi halde stator sargılarında üçüncü harmonik gerilimleri endüklenmez.

Üç stator faz gerilimi toplandığında elde edilen sıfır sequence stator gerilimi baskın bir üçüncü harmonik bileşen (u_{s3}) ve yüksek frekanslı sıfır sequence bileşenler (u_{sh}) içerir.

$$u_{s0} = u_{sA} + u_{sB} + u_{sC} = u_{s3} + u_{sh} \quad (6.58)$$

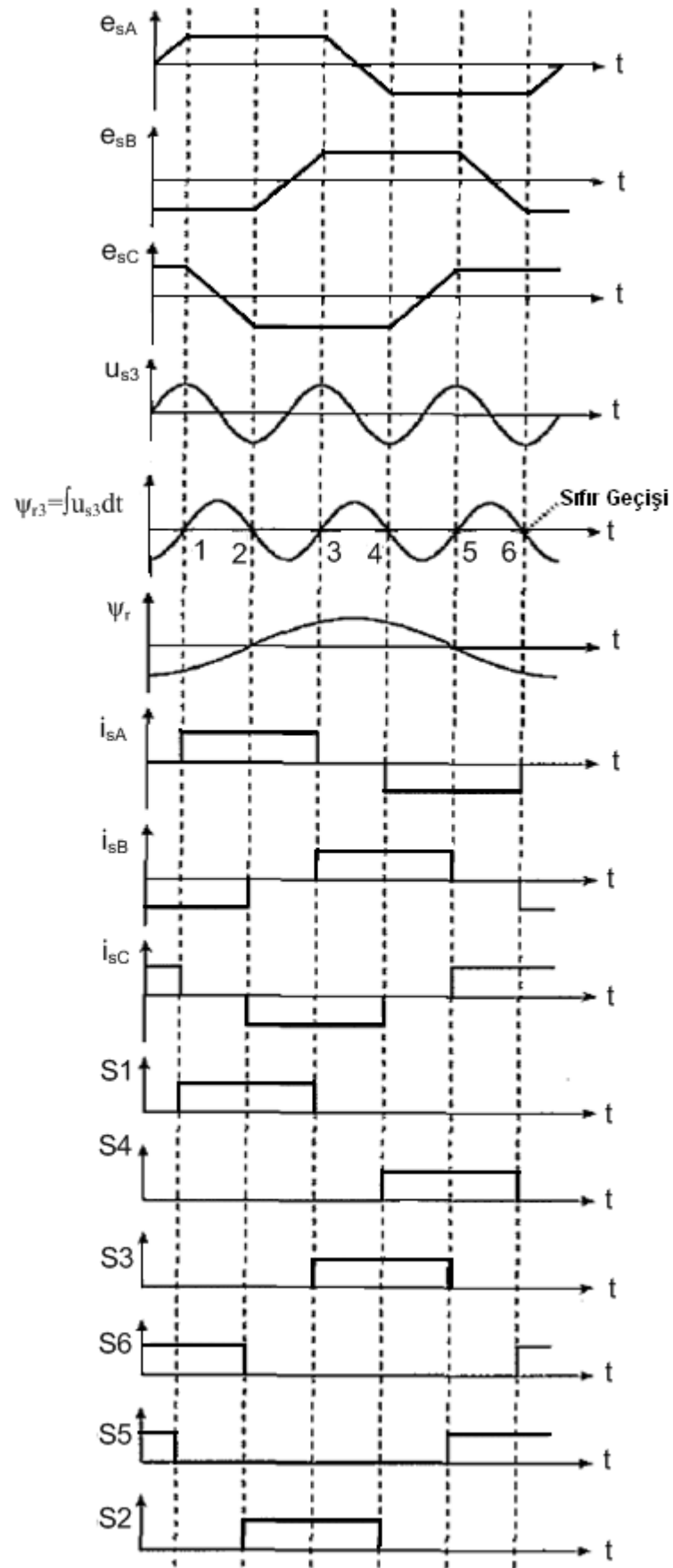
Yıldız bağlantılı bir makinada sıfır sequence stator akımları akamaz, üçüncü harmonik gerilim bir hava aralığı gerilim bileşenidir, bu da rotor akısındaki değişime eşittir. Üçüncü harmonik geriliminin integrali üçüncü harmonik rotor akısını verir.

$$\psi_{r3} = \int u_{s3} dt \quad (6.59)$$

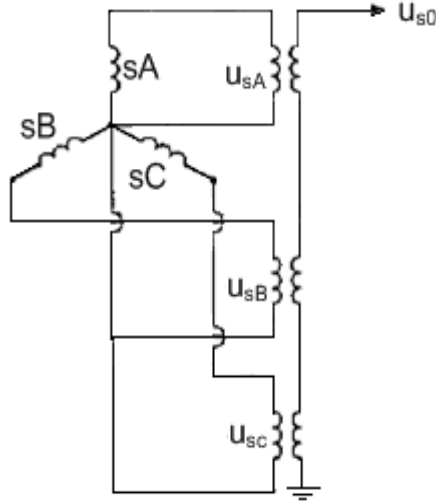
Rotor akısı üçüncü harmoniğinin sıfır geçişleri 60 elektriksel derecede gerçekleşir. Bunlar da tam olarak istenen anahtarlama(akım komütasyonu) anlarıdır. Bir sıfır geçiş detektörü ile anahtarlama anları tespit edilir. Maksimum moment/amper oranı için stator akımı uzay vektörü ile rotor akısı arasında 90 elektriksel derece olması sağlanır. Anahtarlama fonksiyonlarının tespitine ilişkin işlemlere ait dalga şekilleri şekil 6.36' da görülmektedir.

Gerekli anahtarlama fonksiyonunun gerçekleştirilmesi için stator sargıları ters emk' larının sıfır geçişleri tespit edilir. A fazı için düşündüğümüzde önce A fazı ters emk dalgası e_{sa} ' nın sıfır geçiş noktası tespit edilir. Bundan sonra kontrol algoritması üçüncü harmonik rotor akısının sıfır geçiş anını bekler ve bu gerçekleştiğinde i_{sA} akımı akmaya başlar ve i_{sC} akımı kesilir. Üçüncü harmonik rotor akısının altı adet sıfır geçiş noktasının her birinde bir anahtarlama gerçekleşir ve periyot tamamlanır.

Sıfır-sequence stator geriliminin elde edilmesi için stator faz gerilimleri bilinmelidir. Bu, stator fazlarının nötr noktasına ulaşmayı gerektirir. Sıfır sequence gerilimi stator faz gerilimlerinin toplanması (potansiyel transformatörleri ya da op-amp kullanılarak) ile elde edilir ve sonra yüksek frekanslı gerilim bileşenlerinin elemine edilmesiyle(analog ya da dijital bir filtre ile) u_{s3} gerilimi elde edilir. Şekil 6.37' de görüldüğü gibi üç adet potansiyel transformatörü kullanıldığında sekonder sargıları seri bağlanır.

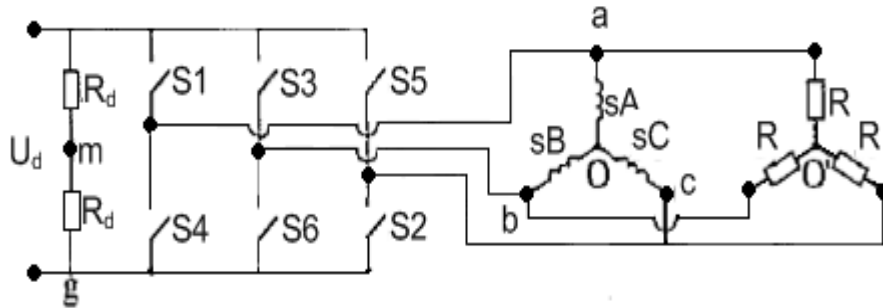


Şekil 6.36 Anahtarlama fonksiyonlarının tespitine ilişkin dalga şekilleri (Vas, 1998)



Şekil 6.37 Potansiyel transformatörleri ile sıfır-sequence stator gerilim izlemesi (Vas, 1998)

Diğer yandan sıfır sequence gerilimini izlemek için bir başka yapı da şekil 6.38’ de görüldüğü gibi yıldız bağlı üç özdeş direncin stator sargıları ile paralel olduğu yapıdır. Sıfır sequence stator gerilimi stator sargıları nötr noktası(0) ve harici dirençlerin nötr noktası(0') üzerinden bulunur.



Şekil 6.38 Üç özdeş harici direnç ile sıfır sequence stator geriliminin izlenmesi (Vas, 1998)

$$u_{sA} + u_{00'} + u_{0'a} = 0 \quad (6.60)$$

$$u_{sB} + u_{00'} + u_{0'b} = 0 \quad (6.61)$$

$$u_{sC} + u_{00'} + u_{0'c} = 0 \quad (6.62)$$

Bu üç eşitliğin toplanması ve yıldız bağlı dirençlerin gerilimleri toplamının sıfır olduğu kabulü ile ;

$$u_{0'a} + u_{0'b} + u_{0'c} = 0 \quad (6.63)$$

$$u_{sA} + u_{sB} + u_{sC} = -3u_{00'} \quad (6.64)$$

(6.64) eşitliği elde edilir. (6.58) eşitliğinin (6.64) eşitliğinde yerine konulması ve $u_{0'0} = -u_{00'}$ kabulü ile aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$u_{0'0} = \frac{1}{3}(u_{s3} + u_h) \quad (6.65)$$

Görüldüğü gibi (6.65) ifadesini elde etmek için iki nötr noktası arasındaki gerilim doğrudan kullanılır ve u_h filtre edilerek u_{s3} elde edilir. Bu teknik ile üç stator gerilimi bilgisine gerek kalmadan 3. harmonik stator gerilimi elde edilir.

Bir diğer yöntemde ise stator sargıları nötr noktasına ulaşmaya gerek kalmaz. Bu yöntemde dirençlerin nötr noktası ve DC baranın orta noktası(m) arasındaki gerilim kullanılır. İnverterin sadece iki anahtarının iletimde olduğu bir anda (S1 ve S2, S2 ve S3, S3 ve S4, S5 ve S6 ya da S6 ve S1) bu gerilim değeri aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$u_{m0'} = -\frac{1}{3}(u_{s3} + u_h) \quad (6.66)$$

DC baranın pozitif ucuna bağlı iki anahtarın komütasyonu anında (örneğin S1 ve S2' den S2 ve S3'e)

$$u_{m0'} = -\frac{1}{3}(u_{s3} + u_h) - \frac{U_d}{6} \quad (6.67)$$

DC baranın negatif ucuna bağlı iki anahtarın komütasyonu sırasında

$$u_{m0'} = -\frac{1}{3}(u_{s3} + u_h) + \frac{U_d}{6} \quad (6.68)$$

eşitlikleri geçerlidir.

Komütasyon anında üçüncü harmonik gerilimi üzerine $-U_d$ ve $+U_d$ arasında değişen bir AC gerilim biner. Bu gerilimin frekansı, temel inverter çıkış geriliminin bir periyodunda altı adet komütasyon gerçekleştiği için temel frekansın üç katıdır. Bu gerilim, 3. harmonik gerilimi üzerinde çentikler oluşturur ve bunlar motor altı darbeli bir dalga şekliyle sürüldüğünde üçüncü harmonik bileşenle aynı frekanstadır. PWM kullanıldığında ise komütasyon çentikleri PWM frekansında üretilceği için üçüncü harmonik gerilim bileşeni düzgün olmaz(Vas, 1998).

(6.66), (6.67), (6.68) eşitliklerinin ispatı aşağıdaki eşitlikler ile yapılır.

$$u_{ag} + u_{g0'} + u_{0'0} + u_{0a} = 0 \quad (6.69)$$

$$u_{bg} + u_{g0'} + u_{0'0} + u_{0b} = 0 \quad (6.70)$$

$$u_{cg} + u_{g0'} + u_{0'0} + u_{0c} = 0 \quad (6.71)$$

Burada g, DC baranın negatif ucunu temsil etmektedir. Eğer inverterin sadece iki anahtarı iletimde olursa, örneğin S1 ve S2 ,

$$u_{ag} = U_d \quad (6.72)$$

$$u_{cg} = 0 \quad (6.73)$$

$$u_{0c} = \frac{U_d}{2} \quad (6.74)$$

$$u_{0a} = -\frac{U_d}{2} \quad (6.75)$$

(6.71) eşitliği göz önünde bulundurulduğunda aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$u_{g0'} = -u_{0'0} - \frac{U_d}{2} \quad (6.76)$$

Bu ifade iki anahtarın iletimde olduğu diğer durumlar için de geçerlidir.

Ayrıca $u_{g0'}$ DC terimi, g yerine m noktasının kullanılması ile elemine edilebilir. (6.65) eşitliği kullanılarak

$$u_{m0'} = -u_{0'0} = -\frac{1}{3}(u_{s3} + u_h) \quad (6.77)$$

elde edilir.

Komütasyon anında, örneğin S1 ve S2' den S2 ve S3' e geçişte aşağıdaki koşullar geçerlidir.

$$u_{ag} = U_d \quad (6.78)$$

$$u_{bg} = U_d \quad (6.79)$$

$$u_{cg} = 0 \quad (6.80)$$

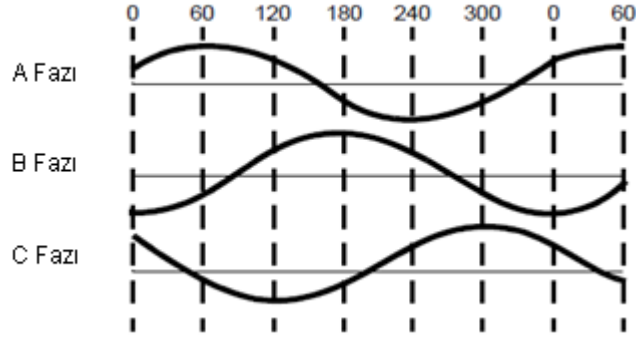
Bu ifadeler (6.69), (6.70), (6.71) eşitliklerinde yerine konulur ve g yerine m noktası kullanılırsa

$$u_{mo'} = -\frac{1}{3}(u_{s3} + u_h) - \frac{U_d}{6} \quad (6.81)$$

eşitliği elde edilir.

6.2.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar ve Kontrolü

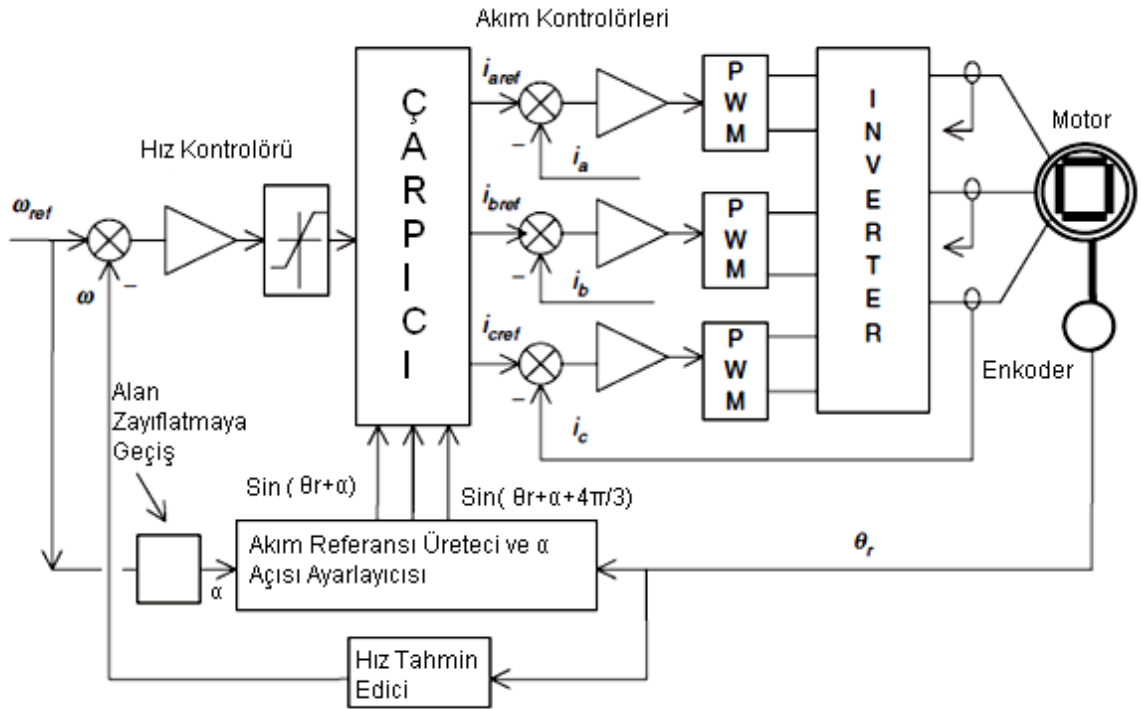
Sabit mıknatıslı motorlarda stator sargıları sinusoidal dağılımlıdır ve sargılarda endüklenen emk da şekil 6.39’ da görüldüğü gibi sinusoidaldir. Fırçasız DC motorlardaki sargıların trapezoidal dağılımı bu motorları, düşük moment dalgalanması ve sessiz çalışma açısından sabit mıknatıslı senkron motorlara göre dezavantajlı duruma getirir.



Şekil 6.39 SMSM stator sargılarında endüklenen ters emk dalgaları

Rotor mıknatısları tarafından oluşturulan hava aralığı akısı da sinusoidaldir. Sonuç olarak her faza ait ters emk dalgası da sinusoidaldir. Sinusoidal ters emk dalgaları, DC motor benzeri bir moment karakteristiği elde edilmek istendiği durumlarda, üç fazlı motorun sinusoidal 3 faz akımlarla beslenmesi gerektiği sonucunu doğurur. Böyle bir çalışma için faz akımları kendi fazlarına ait ters emk dalga şekilleri ile yani dq referans eksenini ile senkronize olmalıdır. Bunun için iki yöntem mümkündür.

Birinci yöntemde stator akımları stator eksen takımında ayarlanır ve stator akım referansları rotor konumu esas alınarak üretilir. Rotor konumu θ sürekli olarak algılanır ve üç adet, birim genlikli sinusoidal akım referansını üretmek için kullanılır. Kendi ters emk dalgalarına bağlı olan referansların faz açısı α (faz akımı ile ters emk arasındaki açı) genellikle hız kontrolöründen üretilir ve bu açı alan zayıflatma bölgesinde çalışmada önem kazanır. Bu referansların genlikleri, istenen moment referansının üretilmesi için, hız kontrolöründeki hata ile çarpılır. Bu şekilde faz akımlarının efektif değeri ve α açısı ters emk’ ya uygun olarak bağımsız şekilde ayarlanabilir.



Şekil 6.40 Stator eksen takımında akım kontrolü yoluyla moment çevrimi ile hız kontrolü (Rashid, 2001)

İkinci yöntem ise d ve q bileşenlerinin kullanıldığı vektör kontrol yöntemidir.

6.2.3.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolü

Yüzey yerleştirmeli motorlarda herhangi bir eksen boyunca relüktanslar eşittir. Moment ifadesi aşağıdaki gibidir.

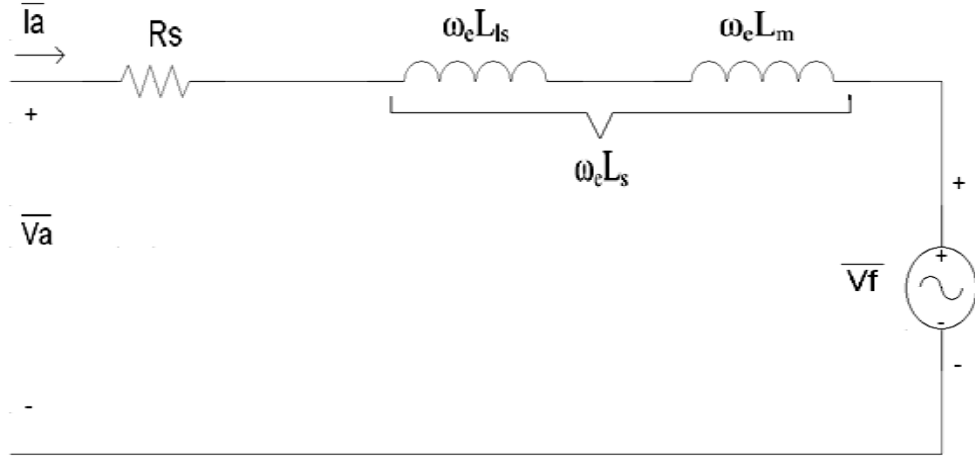
$$T_e = \frac{3}{2} p [(L_s i_{ds} + \psi_f) i_{qs} - L_s i_{qs} i_{ds}] = \frac{3}{2} p \psi_f i_{qs} \quad (6.82)$$

Sinusoidal sürekli halde d-q nicelikleri DC olurlar ve zamana göre türevleri de sıfırdır. Stator gerilimi d ve q bileşenleri ifadeleri aşağıda verilmiştir.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e L_s i_{qs} \quad (6.83)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_e L_s i_{ds} + \omega_e \psi_f \quad (6.84)$$

Şekil 6.41' de yüzey yerleştirmeli mıknatıslı motorun sürekli halde tek faz eşdeğer devresi gösterilmiştir.



Şekil 6.41 Yüzey yerleştirmeli motorun sürekli hal tek faz eşdeğer devresi (Mohan, 2001)

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_e L_s \bar{i}_s + j\sqrt{\frac{3}{2}}\omega_e \psi_f \quad (6.85)$$

$$\bar{v}_s = \sqrt{\frac{3}{2}}(v_{sd} + jv_{sq}) \quad (6.86)$$

$$\bar{v}_a = R_s \bar{i}_a + j\omega_e L_s \bar{i}_a + j\omega_e \sqrt{\frac{2}{3}}\psi_f \quad (6.87)$$

$$\hat{e}_f = \sqrt{\frac{2}{3}}\psi_{fd}\omega_e = k_E \omega_e \quad (6.88)$$

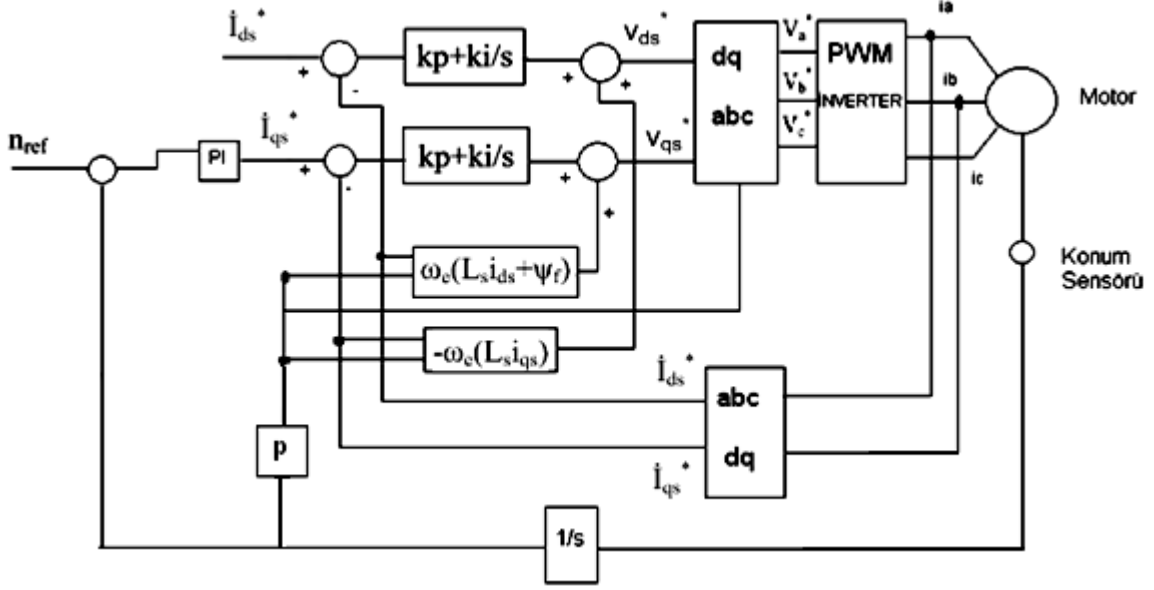
Yükün moment talebindeki değişimlerine hızlı olarak cevap verebilmek ve geçici hallerde akımdaki ani dalgalanmaları önleyebilmek için vektör kontrol yöntemi kullanılır. Bunu gerçekleştirebilmek için elektriksel eşitlikler üç faz sabit düzleminden iki bileşenli döner düzleme aktarılır. Vektör kontrol yönteminde statoru besleyen akım, akı ve moment bileşenlerine ayrılır.

Rotor alanı ω_r (rad/sn, elektriksel hız) hızında hareket etmekte olduğundan d ve q eksenlerindeki stator akımları abc-dq dönüşümü ile elde edilir.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega_r t & \cos(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \omega_r t & \sin(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (6.89)$$

Burada i_{ds} , i_{qs} rotor referans düzleminde stator akımlarını göstermektedir.

Şekil 6.42' de sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol şeması görülmektedir.



Şekil 6.42 Sabit mıknatıslı motor vektör kontrol şeması (Mohan, 2001)

Aşağıda geçici hal durumunda da geçerli olan stator gerilimi bileşenlerinin ifadeleri verilmiştir. Rotor akısı ψ_f ' in zamana göre türevinin sıfır olduğuna dikkat edilmelidir.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + (-\omega_e L_s i_{qs}) \quad (6.90)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_e (L_s i_{ds} + \psi_f) \quad (6.91)$$

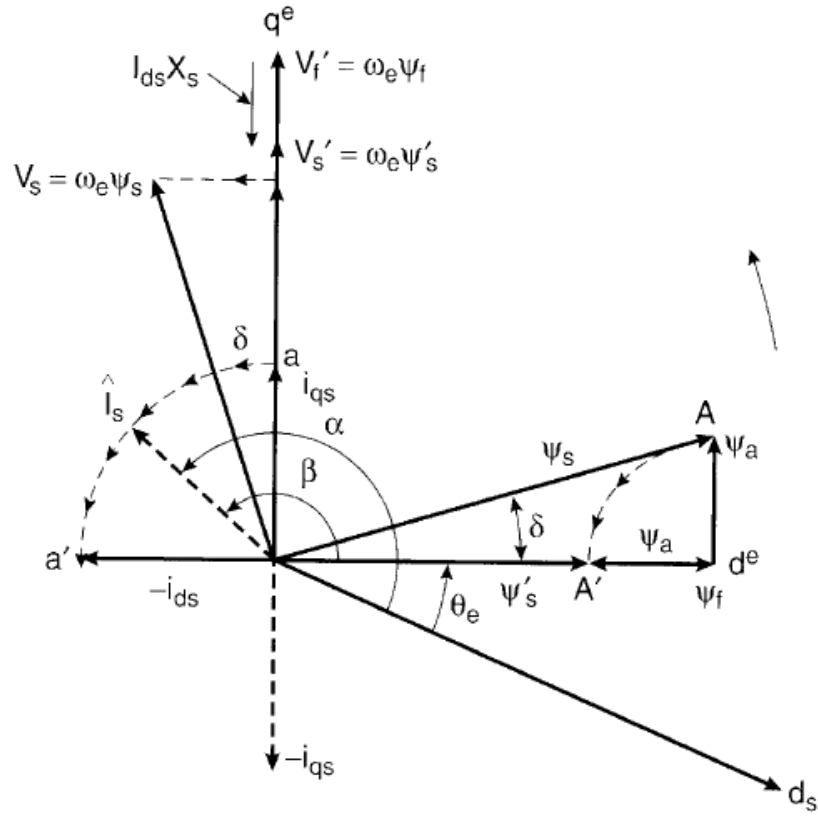
Statoru besleyen i_a ve i_b akımları akım sensörleri aracılığıyla ölçüldükten sonra Clarke ve Parke dönüşümleri ile senkron hızda dönen d-q eksen takımında tanımlı akım bileşenleri elde edilir. Bu değerler referans değerlerle (nominal hızın altındaki çalışma bölgesinde $i_{ds} = 0$ 'dır) karşılaştırılır ve PI kontrolörden geçtikten sonra d-q eksen takımındaki gerilim referansları elde edilir. Buradan da $d, q \rightarrow a, b, c$ dönüşümü neticesinde elde edilen referanslar aracılığıyla inverterden istenen çıkış elde edilir.

Yüzey yerleştirmeli mıknatıslı motorun nominal hızın üzerinde çalışması için terminal geriliminin nominal değerini aşmasını engellemek amacıyla negatif d eksen akımı gereklidir. Statora verilen toplam akım sürekli halde nominal değerini aşamayacağından dolayı d eksen akımının genliğinin artması q eksen akımının genliğinin azalması sonucunu doğurur.

$$\sqrt{|i_{ds}|^2 + |i_{qs}|^2} \leq I_{dq,nom.} \quad (6.92)$$

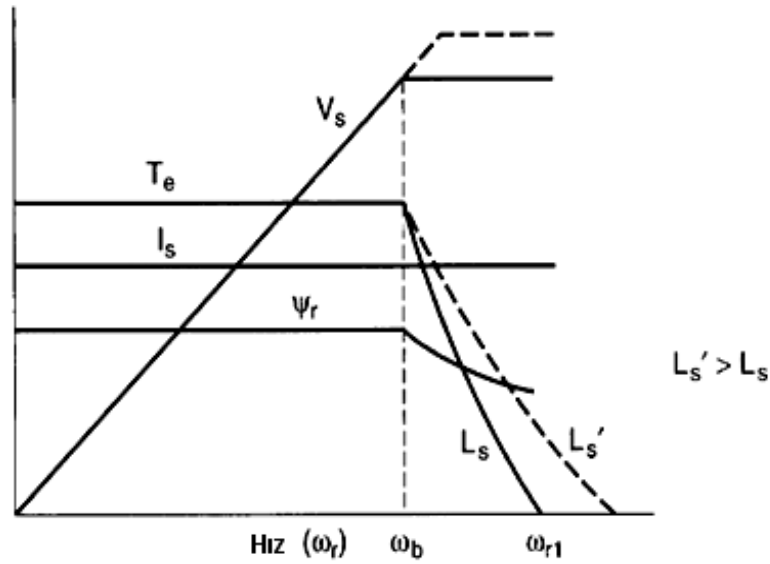
d eksen akımının genliği artarken q eksen akımının genliğinin azalması neticesinde alan zayıflatma bölgesinde motorun momenti düşer.

Şekil 6.43' te yüzey yerleştirmeli mıknatıslı motorun fazör diyagramı görülmektedir.



Şekil 6.43 Alan zayıflatma kontrolünü gösteren fazör diyagramı (Bose, 2002)

Şekil 6.44' te ise motorun hız moment karakteristiği görülmektedir.



Şekil 6.44 Hız-moment karakteristiği (Bose, 2002)

Stator gerilimi, sabit moment bölgesi bitiminde doymaya başladığında, $V_s = \omega_e \psi_s$ eşitliği gereği, motor nominal hızın üzerine çıktığında stator akısının azaltılması gerekir. Bunun anlamı statora $-i_{ds}$ demagnetize akımı verilmesi gerektiğidir. Fakat endüvi reaksiyonu akısı ψ_a' nın düşük olmasından dolayı demagnetize akımı $-i_{ds}$ çok büyük olmak zorundadır. Motor stator akımının belli bir sınırı olduğu için alan zayıflatma işlemi sınırlı olur ve alan zayıflatma bölgesinde geniş bir hız aralığı elde edilemez.

Şekil 6.43' teki fazör diyagramından da görüldüğü gibi sabit moment bölgesinde $\hat{I}_s = i_{qs}$ eşitliği geçerliyken alan zayıflatma bölgesine geçildiğinde stator akımı saat yönünün tersine $a - a'$ yörüngesinde hareket eder stator akımı eşitliği $\hat{I}_s = \sqrt{i_{qs}^2 + i_{ds}^2}$ şeklini alır. $L_s \hat{I}_s$ ile ifade edilen endüvi reaksiyonu akımı da genliği sabit kalacak şekilde stator akısını azaltır ve $A - A'$ yörüngesinde döndürür. A' noktasında stator akısı $-i_{ds}$ akısına eşit olur ve bu noktada hız ω_{r1}' e ulaşmıştır, üretilen moment sıfırdır. Şekil 6.44' te de görüldüğü gibi stator endüktansının büyük olması motorun alan zayıflatma bölgesindeki hız aralığını arttırmıştır. Büyük etkin hava aralığı nedeniyle L_s endüktansının ve dolayısıyla endüvi reaksiyonu akısının küçük olması alan zayıflatma bölgesinde çalışmayı kısıtlamaktadır.

Elektrikli araçların ihtiyaçlarına cevap verebilmesi açısından sabit mıknatıslı senkron motorlardan gömülü mıknatıslı olan tiplerin tercih edildiği ve kullanıldığı önceki bölümlerde de belirtilmiştir. Gömülü mıknatıslı motorların mekanik olarak daha sağlam bir yapıya sahip olmalarından dolayı yüksek hızlarda çalışmaya daha uygun olmaları ve etkin hava aralığının az olması neticesinde endüvi reaksiyonu etkisinin öne çıkması dolayısıyla da alan zayıflatma bölgesinde çalışmanın sağlanması bu tip motorları cer uygulamaları için yüzey yerleştirmeli mıknatıslı motorların önüne geçirir.

Gömülü mıknatıslı motorlar çıkık kutuplu davranış gösterirler. d ekseni ve q ekseni endüktansları birbirine eşit değildir.

$$L_{ds} = L_{dm} + L_{ls} \quad (6.93)$$

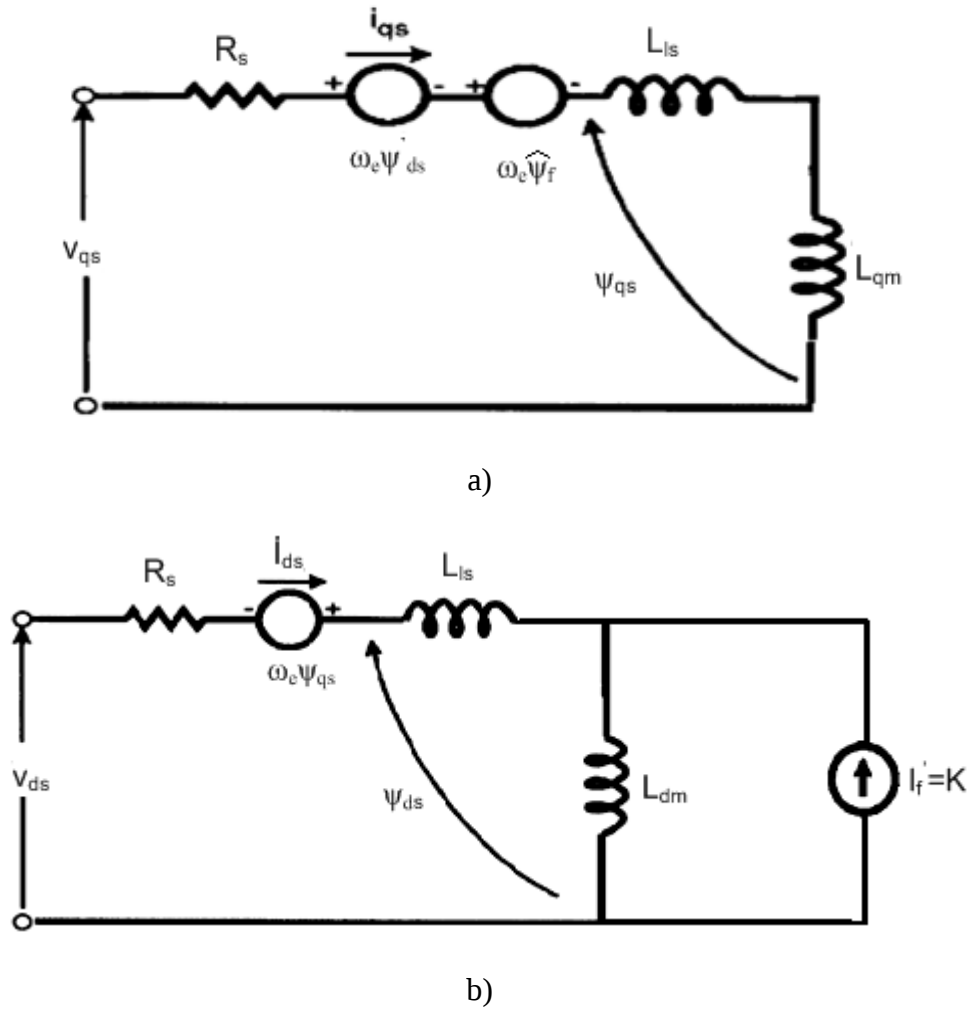
$$L_{qs} = L_{qm} + L_{ls} \quad (6.94)$$

$$(L_{dm} \neq L_{qm})$$

Çıkık kutuplu karakteristiktan dolayı d ve q eksenleri mıknatıslama akıları birbirine eşit değildir fakat kaçak endüktanslar rotor yapısından etkilenmezler ve aynıdırlar.

Sabit mıknatıslı motorun sürekli hal analizi yapılırken uyarma akımı I_f sabit kabul edilir ve

hava aralığı akısı da ($\psi_f = L_m I_f$) sabit olur. Senkron hızda dönen eksen takımında tanımlı transient eşdeğer devre şekil 6.45' te gösterilmiştir.



Şekil 6.45 Senkron hızda dönen d-q eksen takımında gömülü mıknatıslı motorun eşdeğer devresi (Bose, 2002)

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_e \psi'_{ds} + \omega_e \hat{\psi}_f + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \quad (6.95)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \quad (6.96)$$

$$\hat{\psi}_f = L_{dm} I_f' \quad (6.97)$$

$$\psi_{ds}' = i_{ds} (L_{ls} + L_{dm}) = i_{ds} L_{ds} \quad (6.98)$$

$$\psi_{ds} = \hat{\psi}_f + \psi_{ds}' \quad (6.99)$$

$$\psi_{qs} = i_{qs} (L_{ls} + L_{qm}) = i_{qs} L_{qs} \quad (6.100)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (6.101)$$

Eşitliklerde yer alan p, çift kutup sayısını belirtmektedir.

Yukarıdaki denklemlerde zamana göre türev alınmış kısımlar sürekli halde sıfır değerini alırlar.

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{\psi_{ds}^2 + \psi_{qs}^2} = \sqrt{2} \psi_s \quad (6.102)$$

İlgili eşitlikler moment ifadesinde yerine konduğunda moment ifadesi aşağıdaki şekli alır.

$$T_e = \frac{3}{2} p[\hat{\psi}_f i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}] \quad (6.103)$$

$$\hat{\psi}_f = \sqrt{2} \psi_f \quad (6.104)$$

Bu moment ifadesinde momentin iki bileşeni vardır. Bunlar, mıknatıs akısına bağlı olan bileşen ve relüktans momenti bileşenidir. Yüzey mıknatıslı bir motorda relüktans momenti sıfırdır.

6.2.3.1.1 Maksimum Moment/Amper Oranı ile Akım Vektörü Kontrolü

Maksimum moment/amper kontrolü, elektriksel kayıpları minimuma indirmeyi ve sürücü verimini optimize etmeyi sağlar. Maksimum moment amper kriterini elde etmek için öncelikle normalize moment ifadesi elde edilir.

$$T_{eb} = \frac{3}{2} p \hat{\psi}_f I_B \quad (6.105)$$

$$I_B = \frac{\hat{\psi}_f}{L_{qs} - L_{ds}} = I_f \frac{L_{dm}}{L_{qs} - L_{ds}} \quad (6.106)$$

Temsili mıknatıs akımı sabit kabul edilir. (6.105) ve (6.106) ifadelerini (6.103)' te kullanırsak sonuçta aşağıdaki eşitlik elde edilir.

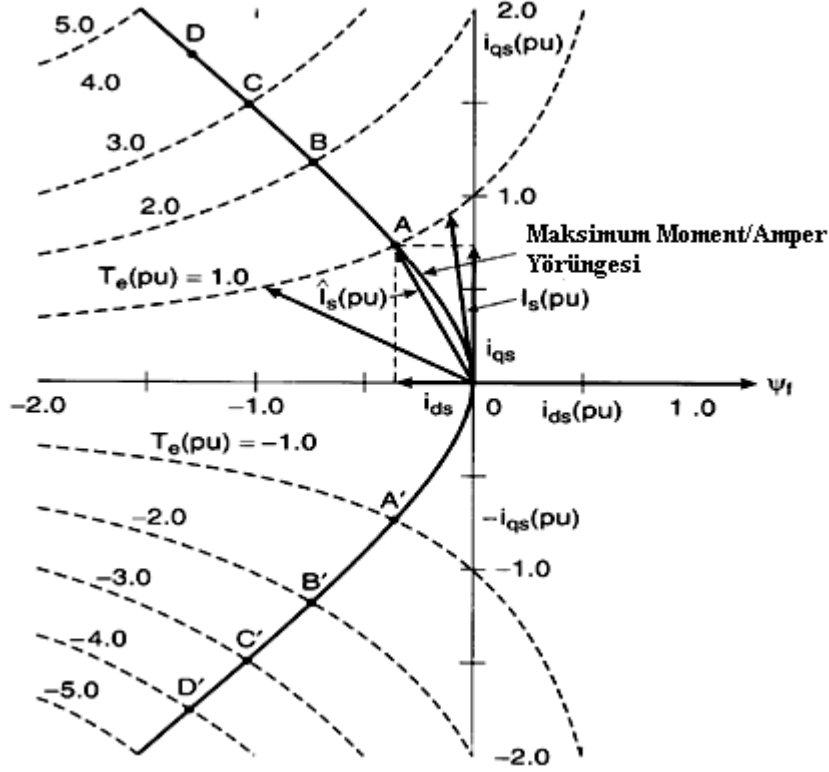
$$T_e(pu) = \frac{T_e}{T_{eb}} = \frac{i_{qs}}{I_B} - \frac{i_{ds}}{I_B} \frac{i_{qs}}{I_B} \quad (6.107)$$

$$T_e(pu) = i_{qs}(pu)[1 - i_{ds}(pu)] \quad (6.108)$$

$$i_{qs}(pu) = \frac{i_{qs}}{I_B} \quad (6.109)$$

$$i_{ds}(pu) = \frac{i_{ds}}{I_B} \quad (6.110)$$

Şekil 6.46' da $T_e(pu)$ ifadesinin $i_{ds}(pu)$ ve $i_{qs}(pu)$ ifadelerinin fonksiyonu olduğu sabit moment yörüngeleri gösterilmiştir.

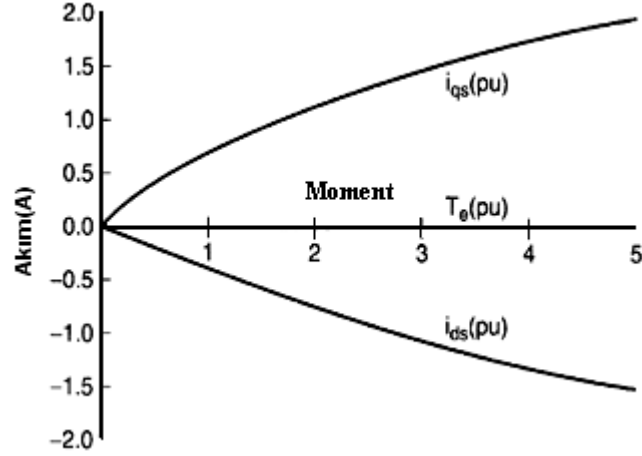


Şekil 6.46 Sabit moment yörüngeleri ile maksimum moment/amper yörüngesi (Bose, 2002)

Örneğin ikinci bölgedeki $T_e(pu) = 1$ yörüngesi için, yörünge üzerinde orijinden herhangi bir radyal uzaklık stator akım genliğini gösterir.

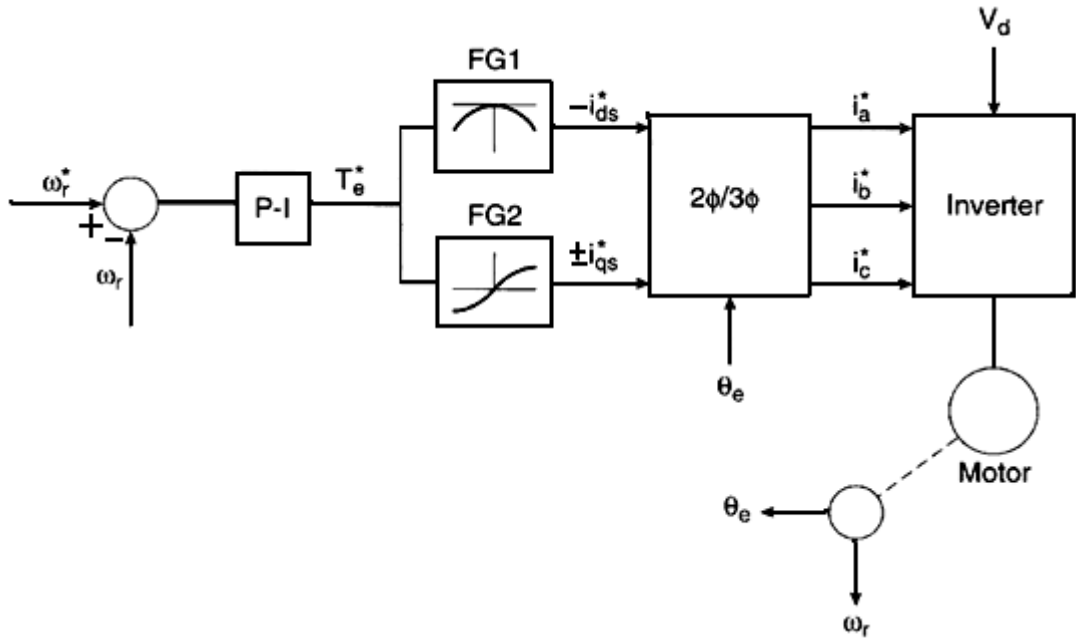
$$\hat{I}_s = \sqrt{i_{qs}^2 + i_{ds}^2} \quad (6.111)$$

Yörüngedeki A noktası minimum stator akımını gösterir, diğer bir deyişle maksimum moment/amper kriteri $T_e(pu) = 1$ için OA stator akımıyla sağlanır. Daha yüksek normalize moment değerleri için ilgili değerlere karşılık gelen optimum noktalar B, C, D ile gösterilmiştir. Pozitif moment için i_{qs} değerinin pozitif, i_{ds} değerinin ise negatif olması gerekir. Negatif i_{ds} , relüktans moment bileşeni meydana getirerek toplam momente katkıda bulunur. Momentin polaritesi i_{qs} akımının ters dönmesi ile değiştirilebilir. Şekil 6.46' da üçüncü bölgede negatif moment için simetrik $\hat{I}_s$ yörüngesi de gösterilmiştir. Şekil 6.47' de normalize momentin fonksiyonları olarak optimum $i_{ds}(pu)$ ve $i_{qs}(pu)$ akımları gösterilmiştir.



Şekil 6.47 Maksimum moment/amper kriteri için momentin fonksiyonu olarak stator akım bileşenleri (Bose, 2002)

Şekil 6.47’ deki veriler maksimum moment/amper oranı için şekil 6.48’ de görüldüğü gibi bir kontrol yöntemi geliştirmek amacıyla kullanılır.



Şekil 6.48 Maksimum moment/amper oranı için hız kontrol sistemi(sabit moment bölgesi) (Bose, 2002)

Hız kontrol çevrimi moment komutu T_e^* ’ı üretir. Moment komutundan fonksiyon üreteçleri yardımıyla akım komutları i_{ds}^* ve i_{qs}^* üretilir. Fonksiyon üreteçleri şekil 6.47’ deki eğrileri kullanır ve bunları gerçek sinyal değerlerine dönüştürürler. i_{ds}^* değeri, momentin polaritesine bakılmaksızın her zaman negatiftir. i_{qs}^* değerinin polaritesi ise momentin polaritesine göre belirlenir. Konum bilgisi θ_e , dönen düzlemdeki i_{ds}^* ve i_{qs}^* sinyallerinin, sabit düzlemdeki i_a^* ,

i_b^* , i_c^* akım sinyellerine dönüştürülmesinde kullanılır. Bu akım kontrolünde makine parametrelerindeki değişimler ihmal edilmiştir. Kontrol yöntemi sadece sabit moment bölgesinde, PWM kontrolün istenen akımın kontrolüne müsaade ettiği bölgede geçerlidir.

6.2.3.1.2 Alan Zayıflatma Kontrolü

Gömülü mıknatıslı motorlar, yüzey yerleştirmeli mıknatıslı motorlara göre daha küçük etkin hava aralığına sahiptir. Bu da mıknatıslama endüktansının daha büyük olması yani daha kuvvetli endüvi reaksiyonu etkisi sonucunu doğurur. Bu nedenle stator akımı, stator akısı ψ_s in zayıflatılmasında daha güçlü bir etkiye sahiptir.

PWM akım kontrollü sabit moment bölgesinde motor hızı arttıkça ters emk da artar ve motor daha fazla kaynak gerilimine ihtiyaç duyar. En sonunda akım kontrolü tamamen kaybolur ve kare dalga çalışmaya geçilir. Kare dalga çalışmada stator gerilimi tepe değeri ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$\hat{V}_s = \frac{2V_d}{\pi} \quad (6.112)$$

V_d , inverter dc hat gerilimini göstermektedir.

Gerilimin sürekli hal d-q bileşenleri cinsinden ifadesi:

$$\hat{V}_s = \sqrt{v_{ds}^2 + v_{qs}^2} \quad (6.113)$$

(6.95) ve (6.96) ifadeleri sürekli halde ve statordaki gerilim düşümü ihmal edilerek ele alınıp (6.113) eşitliği ile birlikte (6.112)' de yerine konursa,

$$\frac{4V_d^2}{\pi^2} = (\omega_e \psi'_{ds} + \omega_e \hat{\psi}_f)^2 + \omega_e^2 \psi_{qs}^2 \quad (6.114)$$

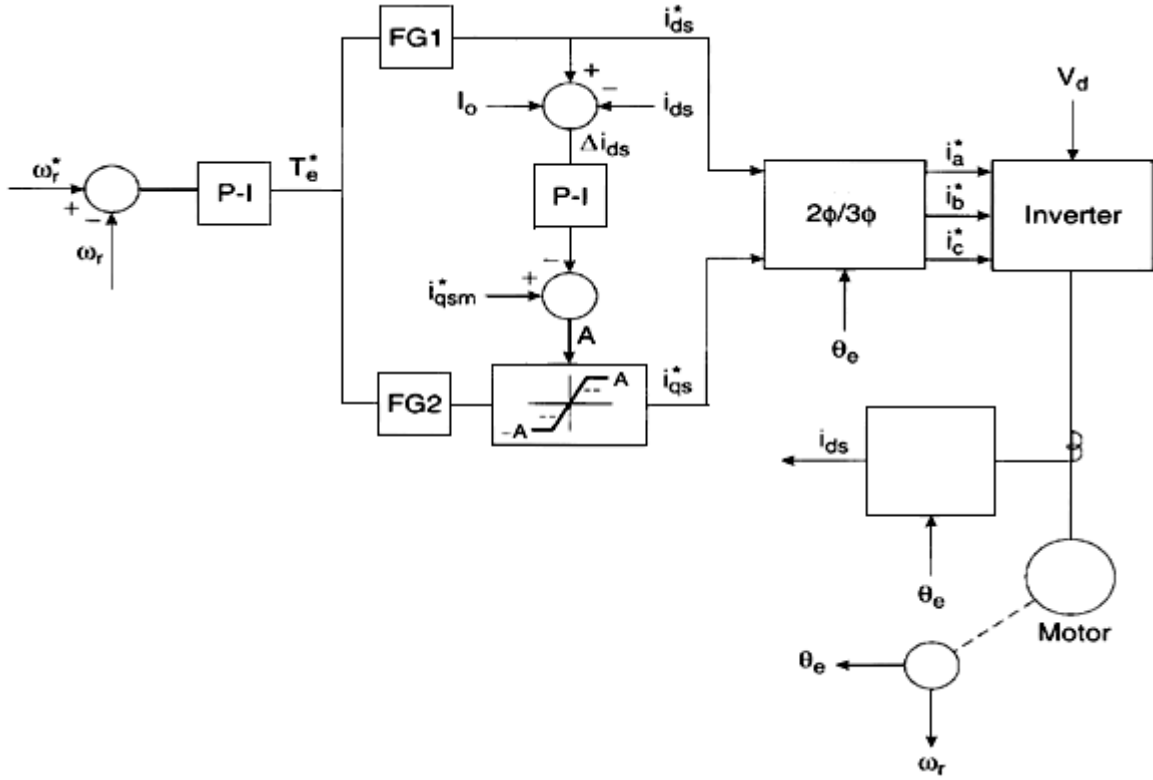
(6.114) ifadesinde de ψ'_{ds} ve ψ_{qs} yerine sırasıyla $L_{ds}i_{ds}$ ve $L_{qs}i_{qs}$ yazılırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$(\omega_e L_{ds} i_{ds} + \omega_e \hat{\psi}_f)^2 + \omega_e^2 L_{qs}^2 i_{qs}^2 = \frac{4V_d^2}{\pi^2} \quad (6.115)$$

$$\frac{(i_{ds} + \frac{\hat{\psi}_f}{L_{ds}})^2}{(\frac{2V_d}{\pi \omega_e L_{ds}})^2} + \frac{i_{qs}^2}{(\frac{2V_d}{\pi \omega_e L_{qs}})^2} = 1 \quad (6.116)$$

(6.116) ifadesi aşağıdaki formda bir elips ifadesidir.

hızın üstünde akım kontrolü yeniden sağlanır. Şekil 6.50' de sabit moment bölgesinde çalışmayı ve de alan zayıflatma bölgesinde çalışmayı mümkün kılan bir kontrol diyagramı görülmektedir.



Şekil 6.50 Sabit moment ve alan zayıflatma bölgeleri için hız kontrol sistemi (Bose, 2002)

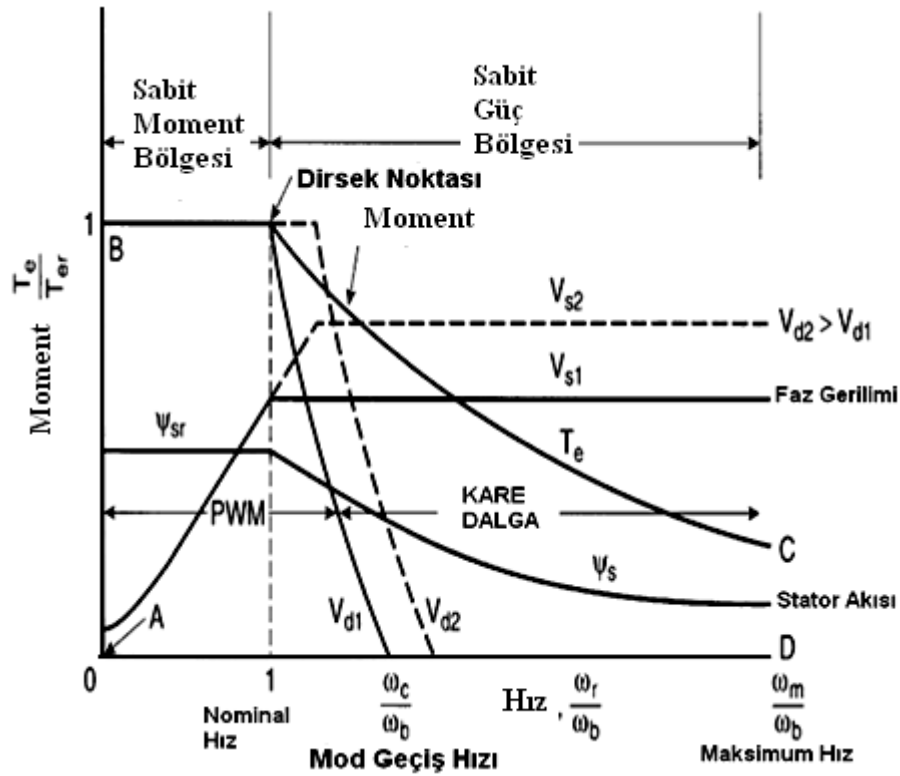
Geri besleme akımı i_{ds} , konum bilgisi θ_e (birim vektör) yardımıyla, stator akımlarından kolayca hesaplanabilir. Sabit moment bölgesinde i_{ds}^* ve i_{ds} akımları birbirlerini çok iyi şekilde izler Δi_{ds} hatası ihmal edilebilir düzeydedir. Fakat çevrim hatası, akım kontrolörünün 1 noktasının ötesinde doyması neticesinde büyür. Δi_{ds} hatası bir PI kontrolörden geçerek Δi_{ds} sıfıra ulaşınca kadar i_{qs}^* limit eğrisini indirir ve i_{ds} kontrolü yeniden tesis edilir. Bu, şekil 6.49' daki ω_{e3} hızı için 3 noktasını gösterir. Hız daha da arttıkça 3 noktası daha da aşağı basılır. Negatif moment için i_{qs} akımı negatiftir ve çalışma bölgesi simetrik olarak elipsin alt bölgesidir.

6.2.3.1.3 Gömülü Mıknatıslı Motorun Stator Alan Yönlendirmeli Kontrolü

Gömülü mıknatıslarla ilgili daha önce bahsedilen yöntemlerde stator akımlarının akı ile yönlendirilmesi söz konusu olmadığı için bu yöntemler tam olarak vektör kontrol olarak tanımlanamaz. Ayrıca stator akısının doğrudan kontrolü de söz konusu değildir. Bu yüzden sürücünün geçici hal cevabı optimum olmayabilir. Bu bölümde stator alan yönlendirmeli

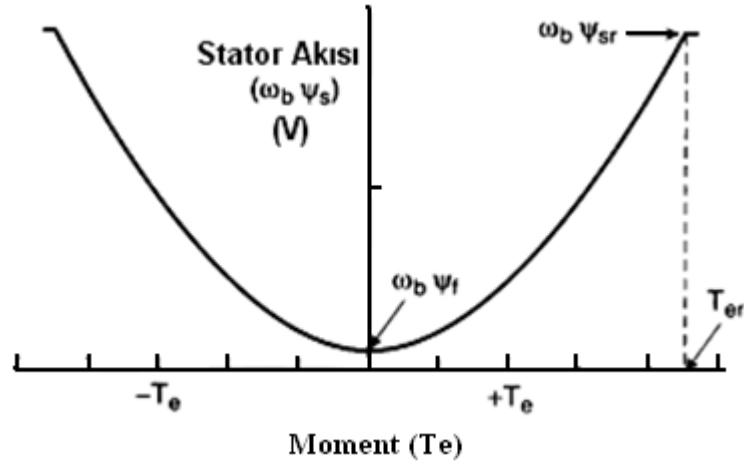
vektör kontrol sürücüsü ele alınacaktır. Gömülü mıknatıslı motorda mıknatıs akısı ψ_f sabittir ve makinada güçlü bir endüvi reaksiyonu etkisi vardır. Burada optimum geçici hal cevabı için stator akısı genliği kontrol edilecek ve stator akısı ile stator akım yönlendirmesi sağlanacaktır.

Şekil 6.51’ de makinanın motor çalışma modunda hız-moment karakteristiği görülmektedir. Makinanın iki çalışma bölgesi vardır; PWM ya da sabit moment bölgesi ile kare dalga(sabit güç) ya da alan zayıflatma bölgesi. Bu iki bölge arasındaki sınır DC giriş gerilimi V_d ’ ye bağlıdır. Yüksek bir DC hat gerilimi ile ($V_{d2} > V_{d1}$) V_s ’ nin limiti orantılı olarak artar ve dolayısıyla maksimum çıkış gücü artar.



Şekil 6.51 Sürücü hız-moment karakteristiği (Bose, 1998)

Makinanın stator akısı, sabit moment bölgesinde hıza bağımlı değildir. Bununla birlikte düşük yüklerde verimin artırılması için stator akısı şekil 6.52’ de görüldüğü gibi momentin bir fonksiyonu olarak programlanabilir. Demir kaybı, akının ve aynı zamanda frekansın bir fonksiyonu olduğu için bu eğri verimin artmasını sağlar. Stator gerilimi, akım kontrolörü sabit güç bölgesi sınırında doyuncaya dek hızla birlikte lineer olarak artar. Sabit güç bölgesinde makinanın hızı arttıkça stator akısı bu hızla ters orantılı olarak azalır ve makine mıknatıs akısını azaltabilmek için reaktif akım çeker.



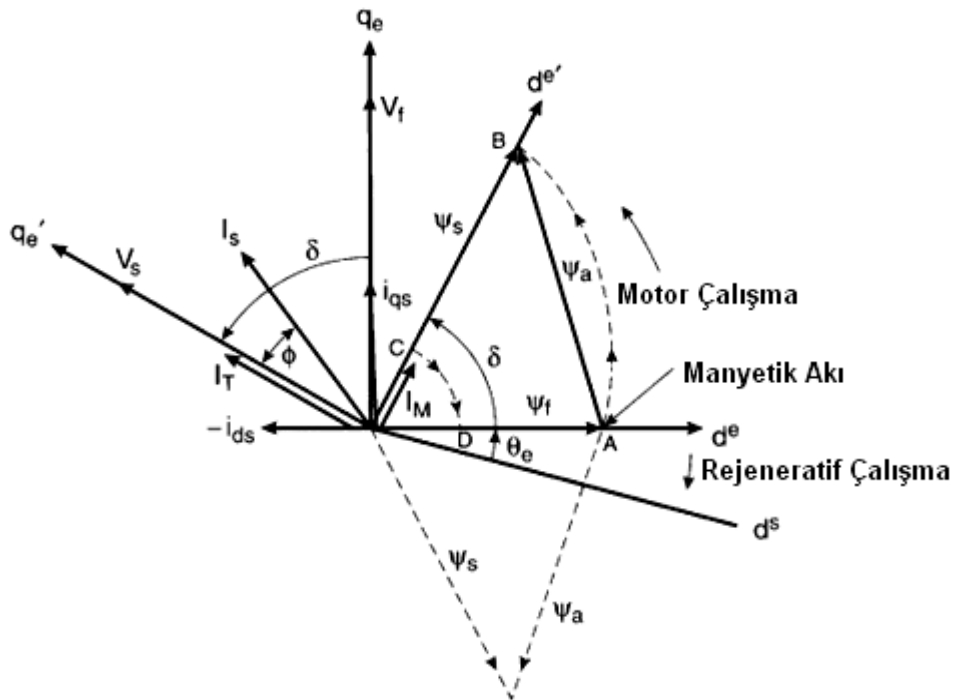
Şekil 6.52 Moment ile stator akısı değişimi programı (Bose, 1998)

Akı programlama etkisine bağlı olarak PWM ve kare dalga çalışma arasındaki sınır eğimlidir. Hız-moment karakteristiğindeki hız-akı ilişkisi aşağıdaki şekilde verilir.

$$V_s = \omega_r \psi_s = \omega_b \psi_{sr} = \omega_c \psi_f \quad (6.121)$$

Eşitlikte ψ_{sr} nominal momentte stator akısını, ω_b nominal hızı, ω_r rotor hızını, ω_c mod değiştirme hızını göstermektedir ve hızlar elektriksel rad/s cinsinden verilmiştir.

Makinanın sürekli halde geçerli olan fazör diyagramı şekil 6.53' te verilmiştir.



Şekil 6.53 Gömülü mıknatıslı motor fazör diyagramı (Bose, 1988)

Motorun ileri yönde döndüğü durum için fazör diyagramı saat dönüş yönünün tersine, durağan d^s eksenine göre ω_e senkron hızıyla döner. Herhangi bir anda d^e mıknatıs eksenini ve d^s eksenini arasındaki açı $\theta_e = \omega_e t$ değerindedir. Endüvi reaksiyonu akısı fazörü ψ_a 'nın genliği aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\psi_a = \frac{\hat{\psi}_a}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\psi_{ds}^2 + \psi_{qs}^2} \quad (6.122)$$

$$\psi_a = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(L_{ds} i_{ds})^2 + (L_{qs} i_{qs})^2} \quad (6.123)$$

Endüvi reaksiyonu akısının mıknatıs akısı ψ_f ile toplanmasıyla d^e eksenine arasında δ açısı bulunan stator akısı ψ_s elde edilir. Stator faz gerilimi V_s ve endüklenen emk V_f sırasıyla $\omega_e \psi_s$ ve $\omega_e \psi_f$ şeklinde ifade edilirler ve kendilerini oluşturan bu akılara diktirler. Şekilde ψ_s ve V_s ile çakışık $d'_e - q'_e$ eksenini tanımlanmıştır. Hat akımı I_s bu eksen takımında ϕ endüktif güç faktörü açısıyla tanımlanmıştır. I_s akımı $d^e - q^e$ eksen takımında $i_{ds} - i_{qs}$ bileşenleriyle tanımlanabileceği gibi $d'_e - q'_e$ eksenlerinde $I_M - I_T$ bileşenleriyle tanımlanabilir. I_T aktif giriş gücünü sağlar ve momenti kontrol eder, I_M ise reaktif ya da mıknatıslama bileşenidir ve stator akısını kontrol eder. Fakat stator akısı aslında hem I_T hem de I_M akımının fonksiyonudur. Moment açısı δ motor çalışma modunda pozitifdir. Yeni tanımlanan eksen takımında moment ifadesi aşağıda verilmiştir.

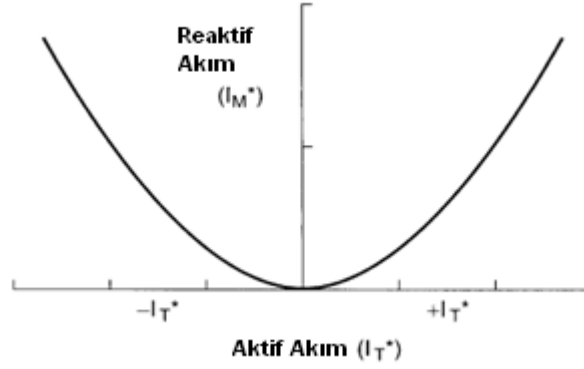
$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{ds}^{e'} I_T + \psi_{qs}^{e'} I_M) \quad (6.124)$$

$\psi_{qs}^{e'} = 0$ ve $\psi_{ds}^{e'} = \hat{\psi}_s$ olduğu için

$$T_e = \frac{3}{2} p \hat{\psi}_s I_T \quad (6.125)$$

Negatif moment için moment açısı ve aktif akım I_T değeri negatif olur. ψ_s değeri daima pozitif olduğu için I_T 'nin polaritesi momentin polaritesini belirler.

Sabit moment bölgesinde moment I_T akımıyla kontrol edilebilir, ψ_s akısı ise şekil 6.50' deki ψ_s programı ile belirlenen bir değerde tutulur. Fazör diyagramında AB arasında çizili noktalı eğri, sabit moment bölgesinde momentin sıfırdan nominal değerine ulaşması esnasında ψ_s fazörünün izlediği yörüngedir. A noktasında $T_e = 0$, $I_T = 0$, $I_M = 0$ ve dolayısıyla $\psi_s = \psi_f$ 'dir. T_e değeri arttıkça ψ_s değeri de artacaktır dolayısıyla moment nominal değerine ulaşmaya kadar I_T ve I_M artacaktır. Şekil 6.54' te I_M ve I_T arasındaki fonksiyonel ilişkiyi veren akım programı görülmektedir.

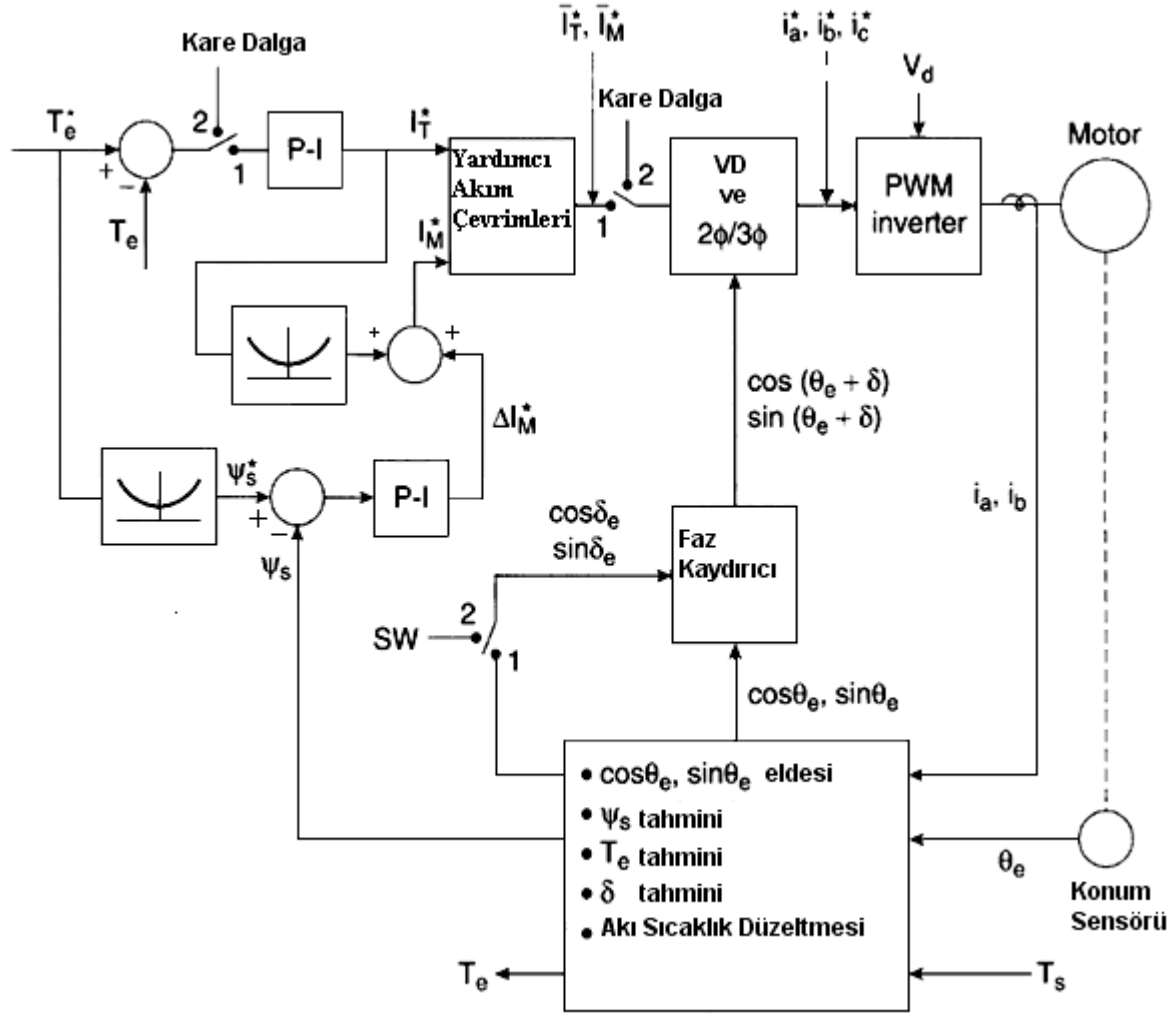


Şekil 6.54 Aktif ve reaktif akım arasındaki ilişkiyi gösteren akım programı (Bose, 1988)

Sabit moment bölgesinin sınırında I_T ve I_M akımlarının kontrolü ve dolayısıyla vektör kontrol, akım kontrolöründeki doyma sebebiyle kaybolur. Makine kare dalga-sabit güç bölgesine girer. Sabit güç bölgesinde moment, herhangi bir hızda, δ açısı ile kontrol edilir. Fazör diyagramındaki BC doğrusu sabit güç bölgesinde maksimum moment için ψ_s yörüngesidir ve CD de maksimum hızda momentin, δ moment açısının azaltılması ile azaltıldığı yörüngedir.

Şekil 6.55' te sabit moment bölgesindeki kontrol blok diyagramı görülmektedir. Bu sürücü temel olarak cer uygulamaları için geliştirilmiş kapalı çevrim moment kontrol sistemidir. Diyagram kare dalga çalışmaya geçiş için anahtarlar içermektedir. Geri besleme sinyal işleyici bloğu motor stator akımları i_a ve i_b ' yi, rotor konum açısı θ_e ' yi ve stator sıcaklığı T_s ' i alır ve aşağıdaki işlemleri gerçekleştirir.

- $\sin \theta_e$ ve $\cos \theta_e$ bilgilerinin elde edilmesi
- stator akısı ψ_s tahmini
- sabit eksen takımı akımları ile i_a ve i_b için ters vektör dönüşümleri
- Mıknatıs akısı için sıcaklık kompanzasyonu
- Moment tahmini
- Moment açısı tahmini

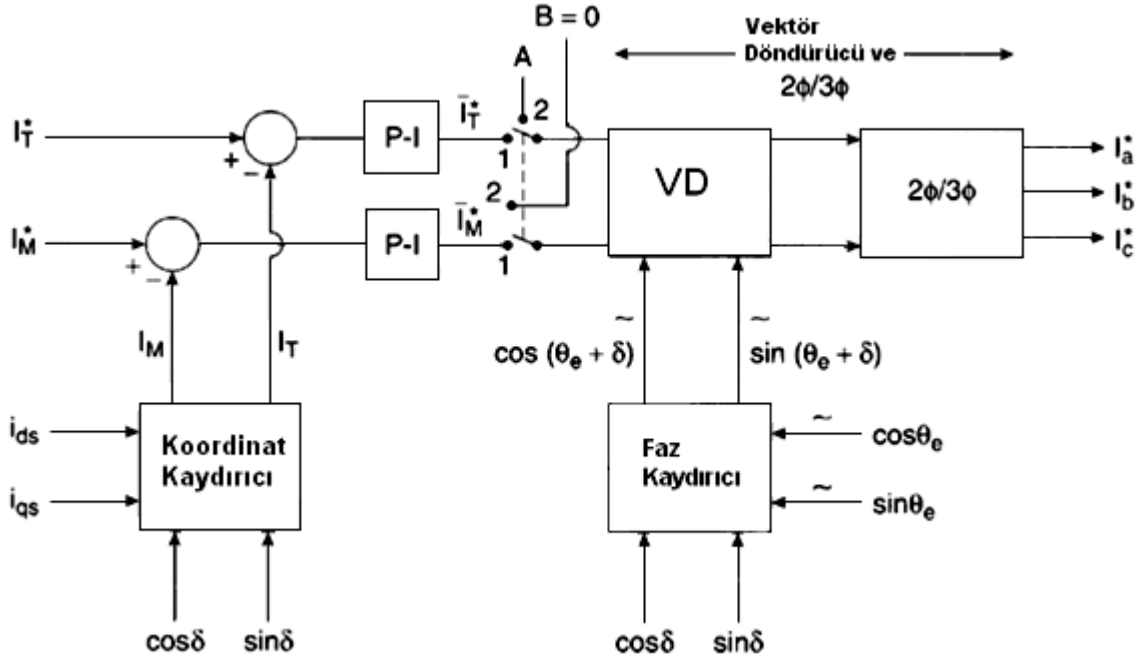


Şekil 6.55 Sabit moment bölgesinde alan yönlendirmeli vektör kontrol blok diyagramı (Bose, 2002)

Şekil 6.55’ te moment komutu T_e^* geribesleme momentiyle karşılaştırılır ve sonuçtaki hata, bir PI kompanzator ile aktif akım komutu I_T^* ’ yi üretir. Reaktif ya da mıknatıslama akım komutu I_M^* , I_T^* ’ nin şekil 6.54’ te görülen akım programından geçirilmesiyle elde edilir. Kontrol sistemi, akı komutu ψ_s^* ’ ın şekil 6.52’ de görülen akı programından moment komutu ile üretildiği bir akı kontrol çevrimine sahiptir. Akı çevrimi, artımlı bir mıknatıslama akımı, ΔI_M^* , üreterek akım programı çıkışını destekler ve makine parametrelerindeki değişimin etkisine bakılmaksızın istenen ψ_s değerini sağlamaya yardımcı olur. Eğer sabit nominal akıda çalışma isteniyorsa akı programı sabit ψ_{sr}^* ile değiştirilebilir.

Üç faz stator akım komutlarının elde edilmesi için I_T^* ve I_M^* komut sinyalleri yüksek kazançlı yardımcı akım kontrol çevrimleri ve $2\phi/3\phi$ dönüşümleri tarafından işlenir. Vektör dönüşümü ile yardımcı aktif ve reaktif akım kontrol çevrimleri şekil 6.56’ da gösterilmiştir. Vektör kontrole ek olarak kullanılan akım çevrimleri inverterde basit histerezis bant akım kontrolüne

müsaade eder ve aşırı modülasyonda(histerezis bant kontrolün kısmı doyumu) kısmi doyum ile kare dalga moda geçişi yumuşatır.



Şekil 6.56 Vektör dönüşümü ile yardımcı akım kontrol yöntemi (Bose, 2002)

Tüm geri besleme sinyallerinin eksiksiz olarak sağlandığı durumda, d^e q^e eksenleri akımları i_{ds} ve i_{qs} akımları aşağıdaki koordinat değıştirici denklemlerle I_M ve I_T akımlarına dönüştürülür.

$$I_T = i_{qs} \cos \delta - i_{ds} \sin \delta \quad (6.126)$$

$$I_M = i_{qs} \sin \delta + i_{ds} \cos \delta \quad (6.127)$$

I_T ve I_M çevrimleri PI kontrolü, akım kontrolörü etkin olduğu sürece akım komutlarını ve gerçek akımları izler. Normal PWM çalışmada yardımcı çevrimlerin çalışması gereksizdir ve çevrim çıkışları $\bar{I}_T^*$ ve $\bar{I}_M^*$ ilgili komut sinyallerine eşittir. Bu akım sinyalleri vektörleri daha sonra döndürülür. Bu yüzden $\bar{I}_T^*$ ve $\bar{I}_M^*$, V_s ve ψ_s fazörleriyle karşılaştırılır. Bu hizalama için birim vektörler faz kaydırıcıda aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$\cos(\theta_e + \delta) = \cos \theta_e \cos \delta - \sin \theta_e \sin \delta \quad (6.128)$$

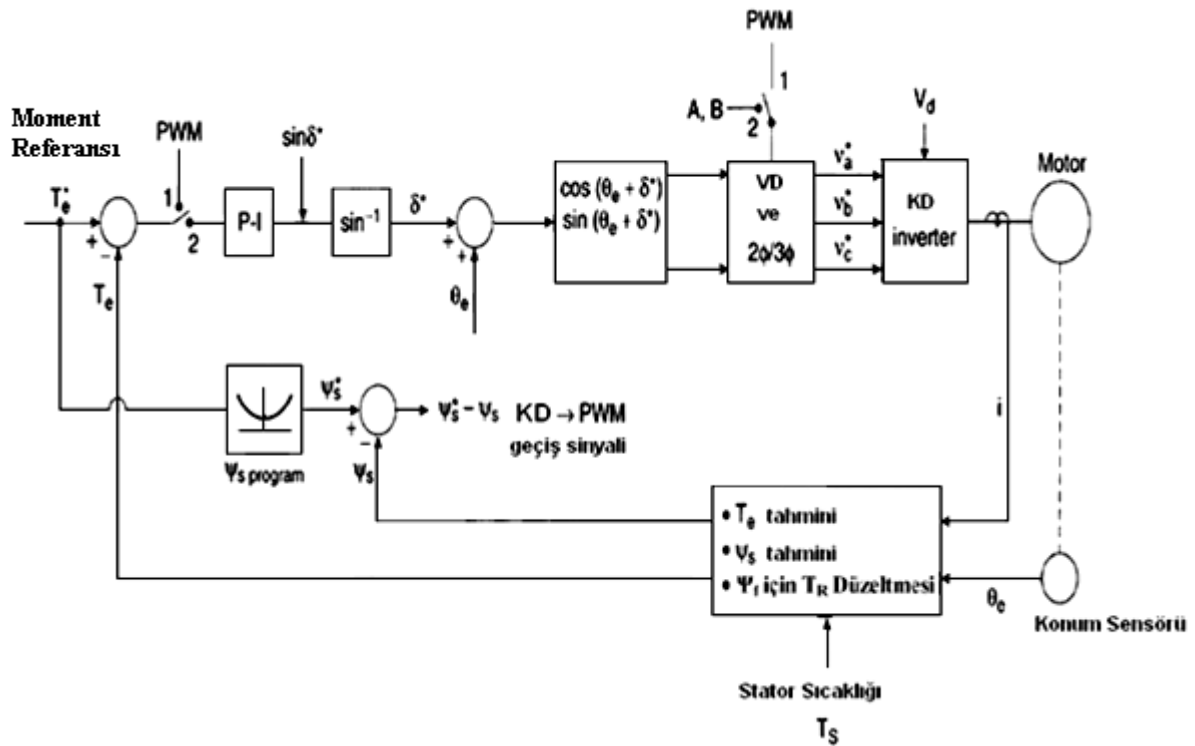
$$\sin(\theta_e + \delta) = \sin \theta_e \cos \delta + \cos \theta_e \sin \delta \quad (6.129)$$

Sabit moment bölgesinde hız arttıkça ters emk da artar ve akım kontrolörü yarı PWM ya da aşırı modülasyon bölgesine girer. Bu durumda yardımcı çevrim çıkışı ilgili komut girişlerine göre daha yüksek olur. Hızın daha da artması durumunda akım kontrolöründeki darbeler

azalır ve nihayetinde akım kontrolörü tamamen doyar, yardımcı çevrimler kontrolü kaybeder. I_T^* ve I_M^* sinyalleri, anahtarlanmış A ve B değerlerine ulaşır.

Şekil 6.57' de sabit güç bölgesindeki sürücü sistemin blok diyagramı görülmektedir. Şekildeki anahtarlar PWM kontrol modundaki değişikliği göstermektedir(1-PWM 2-Kare Dalga). Kare dalga çalışma kontrol kolaylığı ve inverter anahtarlama kayıplarının düşük olması bakımından avantajlıdır. Fakat sürücünün dinamik performansını düşürür. Alan zayıflatma için kullanılan kare dalga moment kontrolünün temel mantığı V_s stator gerilimi eksenini(q'_e) V_f gerilimi eksenine göre istenen δ açısında yönlendirmektir. Burada moment kontrol çevrimi PI kompanzator üzerinden aşağıdaki eşitlik neticesinde $\sin \delta^*$ komutunu üretir.

$$T_e = 3p \left[\frac{\psi_s \psi_f}{L_{ds}} \sin \delta + \psi_s^2 \frac{(L_{ds} - L_{qs})}{2L_{ds} L_{qs}} \sin 2\delta \right] \quad (6.130)$$



Şekil 6.57 Sabit güç bölgesinde kontrol blok diyagramı (Bose, 2002)

Sin δ^* sinyalinin moment açısı, δ^* , komutu elde edilir. δ^* açısı rotor açısı θ_e ' ye eklenir. Sonuçta elde edilen $(\theta_e + \delta^*)$ açısı ile $\cos(\theta_e + \delta^*)$ ve $\sin(\theta_e + \delta^*)$ birim vektör bileşenleri elde edilir. Şekil 6.56' da moment açısı kontrolü, anahtar pozisyonunun 2'ye anahtarlanmasından sonra $\cos(\theta_e + \delta^*)$ ve $\sin(\theta_e + \delta^*)$ sinyallerini kare dalga gerilim faz kayma kontrol sinyalleri olarak düşündüğümüzde, VD bloğu yardımıyla gerçekleştirilir. Şekil 6.58' de faz kayma açısı

kontrolü dalga şekilleri yardımıyla gösterilmiştir. Konum sensöründen elde edilen θ_e açısına δ^* açısı eklenerek faz ilerletilir ve $\cos(\theta_e + \delta^*)$ ile $\sin(\theta_e + \delta^*)$ dalgaları üretilir. A ve B giriş sabitlerinin VD ve $2\phi/3\phi$ dönüşümlerinde kullanılması ve $B=0$ kabulü ile faz gerilim sinyalleri aşağıdaki şekilde elde edilebilir.

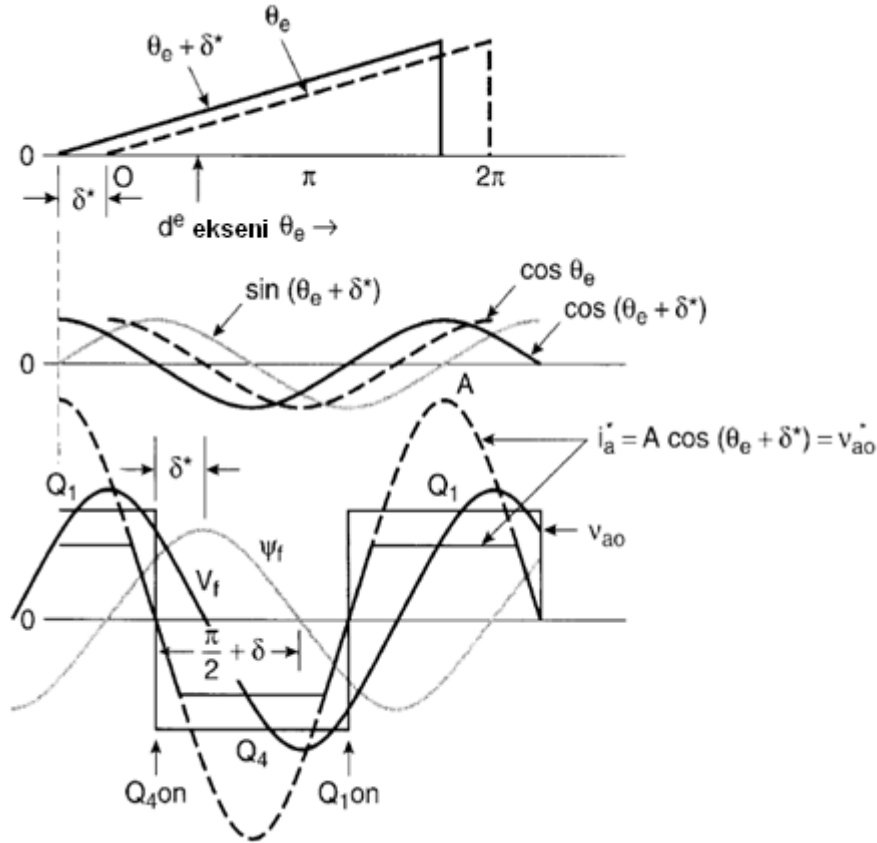
$$i_{qs}^s = v_{qs}^{s*} = A \cos(\theta_e + \delta^*) \quad (6.131)$$

$$i_{ds}^s = v_{ds}^{s*} = -A \sin(\theta_e + \delta^*) \quad (6.132)$$

$$i_a^* = v_{a0}^* = A \cos(\theta_e + \delta^*) \quad (6.133)$$

$$i_b^* = v_{b0}^* = A \cos\left(\theta_e + \delta^* - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (6.134)$$

$$i_c^* = v_{c0}^* = A \cos\left(\theta_e + \delta^* + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (6.135)$$

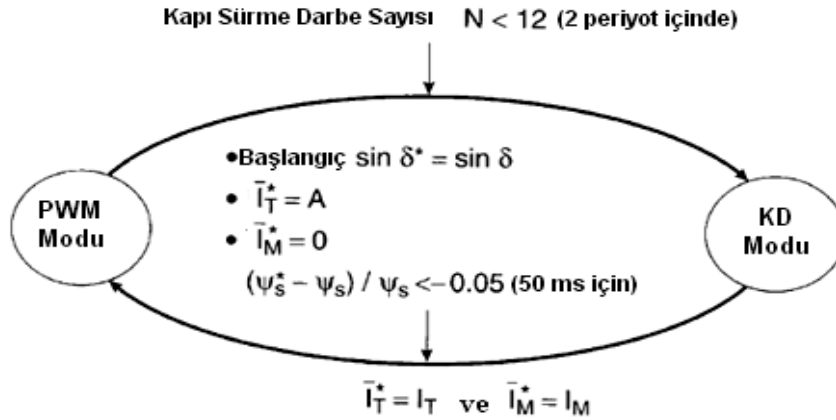


Şekil 6.58 VD ve HB akım kontrolörü ile kare dalga kontrolün gerçekleştirilmesi (Bose, 2002)

A değeri oldukça büyüktür, faz akım komutları faz gerilim komutları olarak düşünülmüştür çünkü dik kenarları akım kontrolörünü her yarı periyot sınırında anahtarlamaya ve böylece kare dalga faz gerilimlerini üretmeye zorlar. Şekil 6.58’ de v_{a0} kare dalga temel bileşeninin, ψ_f

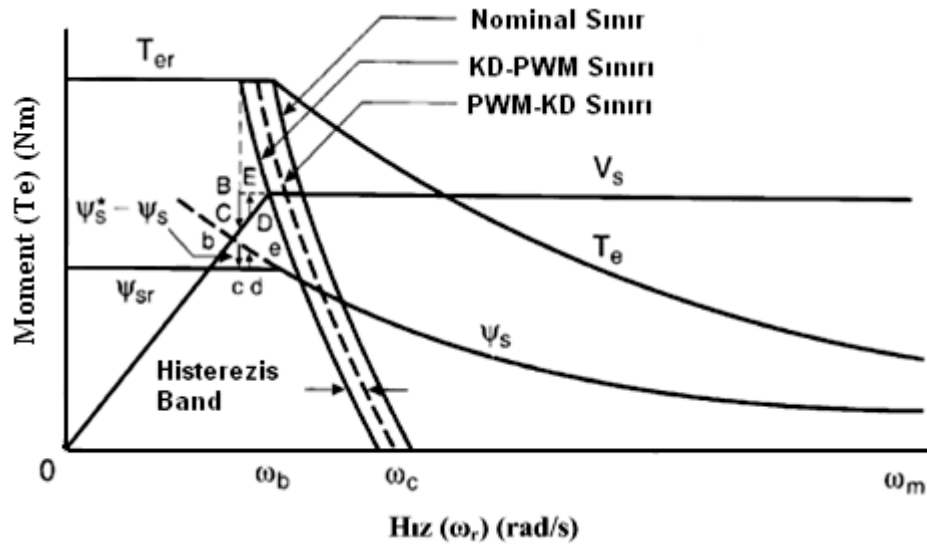
dalgasına göre $(\pi/2+\delta)$ açısı kadar ileri olduğu görülmektedir. Diğer faz gerilimleri v_{a0} gerilimine göre $2\pi/3$ faz farkıyla üretilirler. Momentin polaritesi δ açısı ile belirlenir. Sabit güç bölgesinde hız, limit momentle şekil 6.51’ de görülen C noktasına kadar artarken stator akısı ψ_s sabit δ açısıyla azalır. Eğer moment en yüksek hızda sıfıra(D noktası) inerse ψ_s fazörü d° eksenine yönlendirilmiş olur. Fazör diyagramından da görüldüğü gibi makine düşük yük ve yüksek hızlarda düşük ileri güç faktörü ile çalışır, bu konverter makine verimini düşürür. Sabit güç bölgesinde moment sıfır olursa makine sıfır ileri güç faktörü ile çalışır.

Herhangi bir batarya geriliminde ve herhangi bir çalışma koşulunda PWM ve kare dalga çalışma modları arasında hızlı ve düzgün bir geçiş sağlanmalıdır. Şekil 6.59’ da geçiş diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 6.59 PWM ve kare dalga modları arasındaki geçiş diyagramı (Bose, 2002)

Şekil 6.60’ ta geçiş, hız-moment değişimi üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 6.60 Hız-moment eğrisinde PWM-kare dalga geçişi (Bose, 2002)

PWM' den kare dalga moda geçiş koşulu iki temel frekans çevrimi boyunca IGBT kapı sürme darbe sayısı N tarafından belirlenir. PWM kontrolörde konverter yarı PWM' den(aşırı modülasyon) kare dalga moda yaklaştıkça N azalır. N' in belli bir minimum değeri için kare dalga moda geçiş gerçekleşir. Şekil 6.60' ta PWM-kare dalga ve kare dalga-PWM geçişleri için iki sınır çizgisi görülmektedir. Bu çizgiler bir histerezis bantla ayrılmıştır ve nominal sınır çizgisinin altında bulunurlar. PWM-kare dalga geçişi için gerilim sıçraması(DE) ve buna karşılık olan akı artışı(de) şekil 6.60' ta görülmektedir. Kare dalga moment çevrimi, ilgili geri besleme sinyali ile $\sin \delta^*$ değerinin elde edilmesi ile aktif hale gelir ve şekil 6.57' deki anahtar 2 ile gösterilen kare dalga konumuna geçer($I_T^* = A$, $I_M^* = 0$).

Kare dalga-PWM geçiş kriteri şekil 6.57' de görülen akı çevrim hatası $\psi_s^* - \psi_s$ ' dir. Kare dalga çalışmada hız azaldıkça şekil 6.60' ta görülen kare dalga-PWM sınırını geçince PWM çalışma moduna geçilir. Sırasıyla gerilim sıçraması (BC) ve stator akısı sıçraması (bc) gerçekleşir. PWM modun aktifleştirilmesinden önce yardımcı akım çevrimi PI kompanzatorleri tahmin edilen I_T ve I_M değerleri ile başlatılır.

Sürücünden yüksek performans elde etmek için tüm geri besleme sinyallerinin gerçek zamanda hassas olarak elde edilmesi gerekir. Rotor konum bilgisinin sinüs ve cosinüs fonksiyonlarında kullanılması ile i_{ds} ve i_{qs} akımları faz akımlarının $3\phi/2\phi$ dönüşümü ile elde edilir.

$$i_{ds} = i_a \sin \theta_e - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_b) \cos \theta_e \quad (6.136)$$

$$i_{qs} = i_a \cos \theta_e + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_b) \sin \theta_e \quad (6.137)$$

Hem V_q' hem de V_d' ifadeleri içerdikleri akı değerlerinden dolayı rotor sıcaklığındaki değişimlere karşı kompanzasyon gerektirir. Rotor sıcaklığındaki artışla mıknatıs akısı ψ_f azalır, buna bağlı olarak q^s eksen akısının doyması azalır ve genliği artar. Kompanze edilmiş akı eşitlikleri aşağıda verilmiştir.

$$V_d = V_d' + K_d(75^\circ - T_R) \quad (6.138)$$

$$V_q = V_q'[1 - K_q(75^\circ - T_R)] \quad (6.139)$$

Burada T_R rotor sıcaklığını ($^\circ\text{C}$), K_d ise sabit bir katsayıyı temsil eder.

Eşitlikte 75° referans sıcaklık olarak alınmıştır, bunun anlamı sıcaklığın 75° olması durumunda kompanzasyona gerek kalmadığıdır. Yüksek sıcaklıklar için V_d azalırken V_q artmaktadır.

Bu kompanzasyon işlemi rotor sıcaklık bilgisini gerektirmektedir. Rotor sıcaklığının ölçümü ise son derece zordur. T_R sıcaklığı, makinanın dinamik termal modeli aracılığıyla stator sıcaklığı bilgisinden elde edilebilir. Sadeleştirilmiş birinci dereceden termal model aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$T_R(n) = T_R(n-1) + \frac{1}{\tau} [T_S(n) - T_R(n-1)] \quad (6.140)$$

Bu eşitlikte $T_R(n)$, $T_R(n-1)$ n. ve (n-1). saniyelerdeki rotor sıcaklıklarını, $T_S(n)$ n. saniyedeki ortalama stator sargı sıcaklığını, τ termal zaman sabitini göstermektedir.

Rotor sıcaklığı kompanzasyonu ile stator akısı aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\hat{V}_b = \omega_b \hat{\psi}_s = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (6.141)$$

d^e ve q^e eksenleri akı ve akımları belirlendikten sonra, moment aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (6.142)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{1}{\omega_b} (V_d i_{qs} - V_q i_{ds}) \quad (6.143)$$

$\sin \delta$ ve $\cos \delta$ sinyalleri de aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$\sin \delta = \frac{V_q}{\hat{V}_b} \quad (6.144)$$

$$\cos \delta = \frac{V_d}{\hat{V}_b} \quad (6.145)$$

6.2.3.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Sensörsüz Kontrolü

Bu motorlarda fırçasız dc motorun aksine herhangi bir anda inverterdeki üç adet elemanın iletimde olması nedeniyle sürekli rotor konum bilgisine ihtiyaç vardır. En çok kullanılan sensörsüz kontrol yöntemleri terminal gerilimi ve akımı algılanması, çıkıklık oranı etkisi ve genişletilmiş Kalman filtresi ile durum tahminidir.

6.2.3.1.1 Terminal Gerilimi ve Akımının Algılanması

Bu yöntemde stator alan yönlendirmeli kontrolü gerçekleştirmek için birim vektörler doğrudan makine terminal gerilim ve akımlarından elde edilir. Şekil 6.61' de makine fazör

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{\psi_{ds}^2 + \psi_{qs}^2} \quad (6.148)$$

$$\cos(\theta_e + \delta) = \frac{\psi_{ds}^s}{\hat{\psi}_s} \quad (6.149)$$

$$\sin(\theta_e + \delta) = \frac{\psi_{qs}^s}{\hat{\psi}_s} \quad (6.150)$$

$$\text{tg}(\theta_e + \delta) = \frac{\psi_{qs}^s}{\psi_{ds}^s} \quad (6.151)$$

(6.151) eşitliğinin türevini aldığımızda (6.152) eşitliğini elde ederiz.

$$\sec^2(\theta_e + \delta) \frac{d(\theta_e + \delta)}{dt} = \frac{\dot{\psi}_{qs}^s \psi_{ds}^s - \psi_{qs}^s \dot{\psi}_{ds}^s}{\psi_{ds}^2} \quad (6.152)$$

$$\sec^2(\theta_e + \delta) = \frac{\hat{\psi}_s^2}{\psi_{ds}^2} \quad (6.153)$$

$$\omega_e = \frac{d(\theta_e + \delta)}{dt} = \frac{(\psi_{qs}^s - i_{qs}^s R_s) \dot{\psi}_{ds}^s - (\psi_{ds}^s - i_{ds}^s R_s) \dot{\psi}_{qs}^s}{\hat{\psi}_s^2} \quad (6.154)$$

$\cos(\theta_e + \delta)$ ve $\sin(\theta_e + \delta)$ sinyalleri birim vektör sinyalleridir. d^s ve q^s eksenleri akımları ve gerilimleri faz değişkenlerinden dönüşüm işlemleri ile elde edilir. Şekilde birim güç faktörü kontrolü ($I_M=0$) gösterilmiştir fakat farklı güç faktörü değerlerinde de kontrol sağlanabilir. Bu kontrol yöntemi hem yüzey yerleştirmeli mıknatıslı hem de gömülü mıknatıslı makinalar için geçerlidir.

Bu tahmin yöntemi makinanın belli bir hızın (yaklaşık olarak nominal hızın %5' i) üstünde olduğu ve yeterli ters emk' nın üretildiği durumlarda geçerlidir. Yani motorun kalkışı için başka bir yöntem gereklidir. Sürücü açık çevrim gerilim ya da akım kontrolü ile başlayabilir. Bağımsız frekans kontrolü ile frekans komutu artırılır kritik frekans değeri aşılnca sürücü yukarıda bahsedilen sensörsüz kontrol yöntemine geçer.

5.2.3.1.2 Çıkıklık Etkisi

Daha önceki bölümlerde de bahsedildiği üzere gömülü mıknatıslı motor temelde çıkık kutuplu bir makinadır ($L_{ds} < L_{qs}$). Yani faz sargıları tarafından görülen endüktans rotor konumu ile değişir. Rotor konum bilgisi faz endüktanslarının bilinmesi ile elde edilebilir. İki kutuplu bir makine için stator faz endüktansları aşağıdaki şekilde bulunur.

$$L_{aa} = L_{al} + L_{aa0} + L_{g2} \cos(2\theta_e) = L_{a0} + L_{g2} \cos(2\theta_e) \quad (6.155)$$

$$L_{bb} = L_{al} + L_{aa0} + L_{g2} \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) = L_{a0} + L_{g2} \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \quad (6.156)$$

$$L_{cc} = L_{al} + L_{aa0} + L_{g2} \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) = L_{a0} + L_{g2} \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (6.157)$$

Burada L_{al} kaçak endüktansı, L_{aa0} temel hava aralığı akısına bağlı mıknatıslama endüktansını, L_{g2} rotor konumuna ve akıya bağlı endüktans bileşenini, θ_e rotor elektriksel açısını göstermektedir.

Stator fazları arasındaki karşıt endüktans da rotor konumuna bağlı olarak değişir.

$$L_{ab} = L_{ba} = -0.5L_{aa0} + L_{g2} \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (6.158)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -0.5L_{aa0} + L_{g2} \cos(2\theta_e) \quad (6.159)$$

$$L_{ca} = L_{ac} = -0.5L_{aa0} + L_{g2} \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \quad (6.160)$$

d ve q eksenleri senkron endüktansları θ_e 'nin fonksiyonu değildir ve aşağıdaki şekilde ifade edilirler.

$$L_{ds} = 1.5(L_{aa0} - L_{g2}) + L_{al} \quad (6.161)$$

$$L_{qs} = 1.5(L_{aa0} + L_{g2}) + L_{al} \quad (6.162)$$

Bu eşitliklerden

$$L_{al} + 1.5L_{aa0} = \frac{L_{ds} + L_{qs}}{2} \quad (6.163)$$

$$L_{g2} = \frac{L_{qs} - L_{ds}}{3} \quad (6.164)$$

elde edilir.

Yüksek anahtarlama frekanslarında ($f_{sw} > 10$ kHz) bir anahtarlama periyodundaki endüktans değişimi ihmal edilebilir. Bu kabulde, a fazı ani gerilim ifadesi aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$v_a = R_s i_a + L_{sa} \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (6.165)$$

Burada v_a uygulanan gerilimi, R_s a fazı direncini, L_{sa} ($L_{aa} - L_{ab}$) a fazı senkron endüktansını,

e_a a fazı ters emk' sını ifade etmektedir.

(6.155)-(6.160) ve (6.163), (6.164) eşitliklerinden aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$L_{sa} = L_{aa} - L_{ab} = A + B[\cos(2\theta_e) - \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3})] \quad (6.166)$$

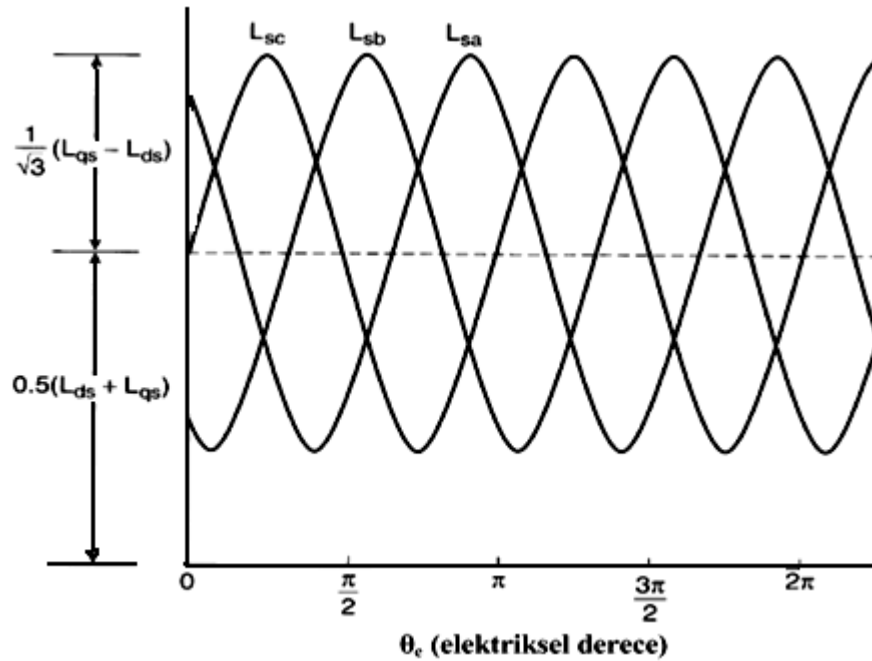
$$L_{sb} = L_{bb} - L_{bc} = A + B[\cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) - \cos(2\theta_e)] \quad (6.167)$$

$$L_{sc} = L_{cc} - L_{ca} = A + B[\cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) - \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3})] \quad (6.168)$$

$$A = 0.5(L_{ds} + L_{qs}) \quad (6.169)$$

$$B = \frac{1}{3}(L_{qs} - L_{ds}) \quad (6.170)$$

Şekil 6.61' de faz senkron endüktansları θ_e açısının fonksiyonu olarak gösterilmiştir.



Şekil 6.63 Rotor konumu ile faz senkron endüktanslarının değişimi

Şekilden de görüldüğü gibi değişim temel frekansın iki katı frekansa sahiptir. L_{sa} , L_{sb} , L_{sc} değerleri herhangi bir anda biliniirse rotor konumu da şekil aracılığıyla elde edilir.

Gömülü mıknatıslı makinanın faz senkron endüktansı aşağıdaki eşitlikten elde edilebilir.

$$L_{sa} = \frac{v_a - e_a - R_s i_a}{\frac{di_a}{dt}} \quad (6.171)$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{\Delta i_a}{\Delta t} = \frac{i_a(t_2) - i_a(t_1)}{\Delta t} \quad (6.172)$$

$$e_a = K \omega_e = K \frac{d\theta}{dt} = K \left[\frac{\theta_e(t_2) - \theta_e(t_1)}{\Delta t} \right] \quad (6.173)$$

t_2 ve t_1 bir önceki örnekleme zamanlarıdır. Hızın bir fonksiyonu olan ters emk e_a , Δt aralığında sabit kabul edilebilir. Makine b ve c fazı terminal sinyallerinin ölçülmesi ile L_{sb} ve L_{sc} değerleri de hesaplanabilir. Tahmin edilen endüktans sinyalleri ile şekil 6.61' den konum açısı tespit edilebilir.

6.2.3.1.3 Genişletilmiş Kalman Filtresi

Genişletilmiş Kalman filtresi gerçek zamanda nonlinear sistemlere ait parametrelerin izlenen gürültülü sinyallerle tahmini için kullanılır. Gürültü kaynakları, ölçüm ve modelleme hataları olarak hesaba katılır. Hesaplamaların ilk aşamasında önceki tahminleri içeren bir matematiksel model aracılığıyla durumlar önceden tahmin edilir, ikinci aşamada önceden tahmin edilen durumlar bir geri besleme düzeltme düzeni ile sürekli olarak düzeltilir. Bu düzen ilk aşamada elde edilen önceden tahmin edilen durumlara bir terim ekleyerek aktüel ölçülen durumları kullanır. Eklenen terim, ölçülen ve tahmin edilen çıkış sinyallerinin farkını içerir. Tahmin edilen değerden sapmaya bağlı olarak genişletilmiş Kalman filtresi bir sonraki giriş anı için optimum çıkış değerini sağlar. Sabit mıknatıslı senkron motor sürücüsünde genişletilmiş Kalman filtresi ile rotor konumu ve hızının gerçek zamanlı tahmini gerçekleştirilebilir. Esas olarak Kalman filtresinin amacı ölçülebilir durumları ve gürültüyü kullanarak ölçülemeyen durumları(hız, konum) elde etmektir. Genelde giriş gürültüleri aracılığıyla sayısal hatalar, modelleme hataları ve ölçümdeki hataların hesaba katılması mümkün olur. Filtre tahmini ($\hat{x}$) önceden tahmin edilen durumların(x) değerlerinden elde edilir ve düzeltme terimi kullanılarak tekrar tekrar düzeltilir. Düzeltme terimi Kalman kazancının (K) ve tahmin edilen ölçüm çıkış vektörü ile aktüel çıkış vektörü arasındaki sapmanın($y - \hat{y}$) ürünüdür.

Filtre algoritması biri önceden tahmin diğeri filtre olmak üzere iki aşamaya sahiptir. Kestirim aşamasında durumların sonraki kestirim değerleri $x(k+1)$ matematiksel model(durum denklemleri) ve tahmin edilen durumların önceki değerleri kullanılarak elde edilir. Ayrıca önceden tahmin edilen durum kovaryans matrisi $P(k)$ yeni ölçümler yapılmadan önce elde

edilir, bu amaçla matematiksel model ve sistem kovaryans matrisi (Q) kullanılır. Filtreleme aşamasında ise sonraki tahmin edilen değerler, $\hat{x}(k+1)$, önceden tahmin edilen değere, $x(k+1)$, düzeltme terimi $K(y - \hat{y})$ eklenerek elde edilir. Bu düzeltme terimi aktüel çıkış vektörü(y) ve kestirilen çıkış vektörü($\hat{y}$) arasındaki farka bağlıdır, K ise Kalman kazancıdır. Böylece durum kestirimi, aktüel ölçülen değerleri kullanan geri besleme düzeltme yapısı ile düzeltilir. Kalman kazancı durumların tahmin hataları değişimini minimize etmek üzere seçilir.

Burada temel olarak çalışma mantığı gözlemcinin makine terminal gerilimleri v_{ds}^s ve v_{qs}^s ile terminal akımları i_{qs}^s ve i_{ds}^s değerlerinin algılanması ve θ_e konum sinyali ile ω_e hız sinyalinin tahmin edilmesine dayanır. Genişletilmiş Kalman filtresinde kullanılan algorithmada makine modeli durağan eksen takımı ya da senkron hızda dönen eksen takımı üzerine modellendirilmiştir. Durağan eksen takımının kullanılması işlemi kolaylaştırır. Yüzey yerleştirmeli mikmnatıslı bir makine için gerilim ifadeleri aşağıda verilmiştir.

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt}(\psi_{ds}^s) \quad (6.174)$$

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt}(\psi_{qs}^s) \quad (6.175)$$

Stator akısı:

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + \psi_f \quad (6.176)$$

Eşitlikte yer alan L_s senkron endüktans değerini ifade etmektedir.

$$\psi_{ds}^s = L_s i_{ds}^s + \hat{\psi}_f \cos \theta_e \quad (6.177)$$

$$\psi_{qs}^s = L_s i_{qs}^s + \hat{\psi}_f \sin \theta_e \quad (6.178)$$

(6.177) ve (6.178) eşitliklerinin türevleri (6.174) ve (6.175) eşitliklerinde yerine konursa aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + L_s \frac{d}{dt} i_{ds}^s - \hat{\psi}_f \omega_e \sin \theta_e \quad (6.179)$$

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + L_s \frac{d}{dt} i_{qs}^s + \hat{\psi}_f \omega_e \cos \theta_e \quad (6.180)$$

Bu eşitlikler $i_{ds}^s, i_{qs}^s, \omega_e$ ve θ_e durumlarını içerir son iki durum tahmin edilecek durumlardır. Makinanın durum değişkeni formunda dinamik modeli aşağıda verilmiştir.

$$\left(\frac{dX}{dt}\right) = f(X) + BU \quad (6.181)$$

$$Y = CX \quad (6.182)$$

$$X = [i_{ds}^s \ i_{qs}^s \ \omega_e \ \theta_e]^T : \text{durum vektörü}$$

$$U = [v_{ds}^s \ v_{qs}^s]^T : \text{giriş vektörü}$$

$$Y = [i_{ds}^s \ i_{qs}^s]^T : \text{çıkış vektörü}$$

$$f(X) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_{ds}^s + \frac{\hat{\psi}_f}{L_s} \omega_e \sin \theta_e \\ -\frac{R_s}{L_s} i_{qs}^s - \frac{\hat{\psi}_f}{L_s} \omega_e \cos \theta_e \\ 0 \\ \omega_e \end{bmatrix} \quad (6.183)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.184)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.185)$$

Tahmin edilecek değişkenler, ω_e ve θ_e için kullanılan eşitlikler aşağıdaki gibidir.

$$\frac{d\omega_e}{dt} = 0 \quad (6.186)$$

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \quad (6.187)$$

(6.186) numaralı ifade ataletin sonsuz olduğu kabulü ile yazılmıştır. Buradan kaynaklanan hata için gerekli düzeltme genişletilmiş Kalman filtresi ile yapılır. Standart model hız ve moment arasında $(J/p)(d\omega_e/dt) = T_e - T_L$ formunda bir ilişkiyi içerir. Dijital genişletilmiş Kalman filtresi uygulaması için makine modeli aşağıdaki gibi ayrık zaman formunda yazılmalıdır.

$$X(k+1) = f[X(k), k] + B(k)U(k) + V(k) \quad (6.188)$$

$$Y(k) = C(k) + X(k) + W(k) \quad (6.189)$$

$V(k)$ ve $W(k)$ sistem gürültü ve ölçü gürültü vektörleridir.

Genişletilmiş Kalman filtresi algoritması adım adım aşağıdaki şekilde özetlenebilir.

1. Durum vektörünün $x_0 = x(t_0)$, gürültü kovaryans matrislerinin Q_0 , R_0 ve durum kovaryans matrisinin P_0 ilk değerlerinin elde edilmesi.
2. Durum vektörünün, giriş, $u(k)$, ve önceki örnekleme zamanı durum vektöründen, $x(k)$, $(k+1)$ örnekleme zamanındaki kestirimi

$$X(k+1|k) = X(k+1) = X(k|k) + Tf[X(k|k) + Bu(k)] \quad (6.190)$$

$$= X(k) + Tf[X(k) + Bu(k)]$$

$T = t_{k+1} - t_k$ (örnekleme zamanı)

$X(k+1|k)$: $(k+1)$ anı için (k) anı ölçümleri temel alınarak yapılan kestirim

$(k|k)$: k anındaki, k anına kadar olan verileri temel alan kestirim

3. Kovaryans matrisler tahmin edilir.

$$P(k+1|k) = P(k|k) + T[F(k)P(k+1|k+1) + P(k+1|k+1)F^T(k)] + Q \quad (6.191)$$

F : sonra gelen sistem gradient matrisidir

$$F_k = \frac{\partial f(X)}{\partial X} \Big|_{X=\hat{X}(k|k)}$$

4. Kalman filtresi kazancı hesabı yapılır.

$$K(k+1) = p(k+1|k)C^T[CP(k+1|k)C^T + R]^{-1} \quad (6.192)$$

5. Durum vektörü tahmin edilir. Durum vektör tahmini(düzeltilmiş durum vektör tahmini, filtreleme) $(k+1)$ anında geri besleme düzeltme yapısı ile gerçekleştirilir.

$$\hat{X}(k+1|k+1) = X(k+1|k) + K(k+1)[Y(k+1) - CX(k+1|k)] \quad (6.193)$$

Y : aktüel ölçülen büyüklükler

6. Tahmin hatası kovaryans matrisinin elde edilmesi

$$\hat{P}(k+1|k+1) = P(k+1|k) - K(k+1)CP(k+1|k) \quad (6.194)$$

7. Aşağıdaki işlemler gerçekleştirilir ve yeniden 1. adıma dönülür.

$$k = k+1, X(k) = X(k-1), P(k) = P(k-1) \quad (6.195)$$

Genişletilmiş Kalman filtre tabanlı vektör kontrollü sabit mıknatıslı senkron motor sürücüsü çok geniş bir hız aralığında çalışabilir. Fakat sıfır hızda kontrol sağlanamaz. Çünkü sıfıra yakın hızlarda stator gerilimleri çok küçüktür ve makine modelindeki ölçüm hataları ile yanlışlıklar çok büyük etki gösterir ve durumların tahmininde büyük hatalar ortaya çıkar (Vas, 1998).

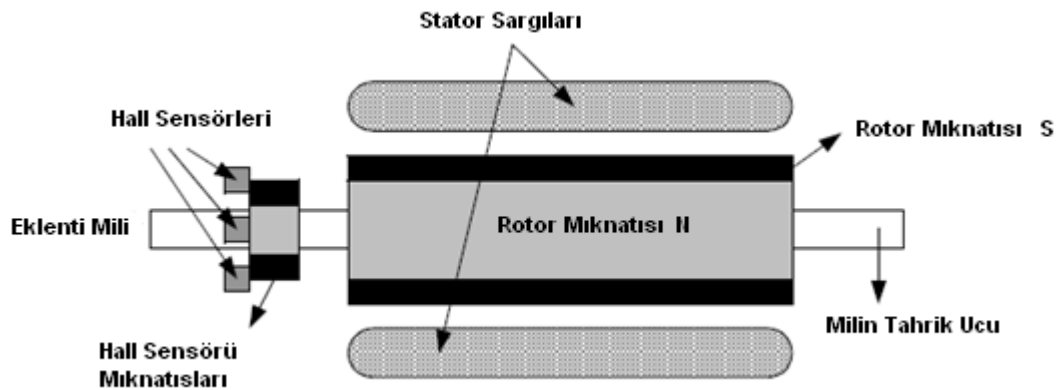
6.2.3.3 Sabit Mıknatıslı Motorlarda Kullanılan Konum Sensörleri

Sabit mıknatıslı senkron motorda rotor kutuplarının yeri asenkron makinaların aksine bellidir. Bu nedenle bir pozisyon enkoderi gereklidir. Sabit mıknatıslı senkron motorların kontrolünde sürekli ve yüksek doğrulukta rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulur. Pozisyon enkoderleri genel olarak ikiye ayrılırlar. Bunlar optik tip ve çözücü tipleridir.

6.2.3.2.1 Hall Sensörleri

Hall sensörleri, rotor konumuna göre hangi faz sargısının enerjilendirileceğinin tespiti için genellikle fırçasız DC motorlarda kullanılırlar. Çoğu fırçasız DC motor, statorunda gömülü 3 adet hall sensörüne sahiptir. Rotor manyetik kutupları hall sensörlerinin yanından geçtiğinde, sensörler yüksek ya da düşük sinyal verirler. Bu sinyallere göre sensör yanından geçen kutbun N kutbu mu yoksa S kutbu mu olduğu tespit edilir. Üç adet hall sensöründen gelen sinyallerin kombinasyonu neticesinde komütasyon anı tespit edilir.

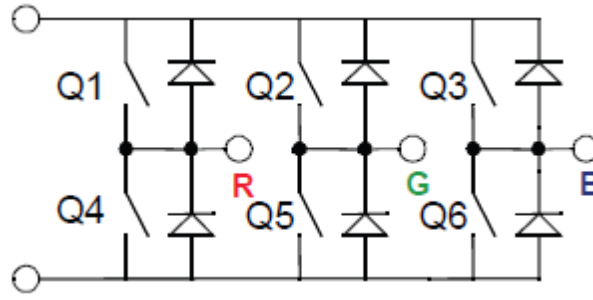
Şekil 6.64' te hall sensörleri içeren bir fırçasız DC motor kesiti görülmektedir.



Şekil 6.64 Fırçasız DC motor enine kesiti(Microchip, 2003)

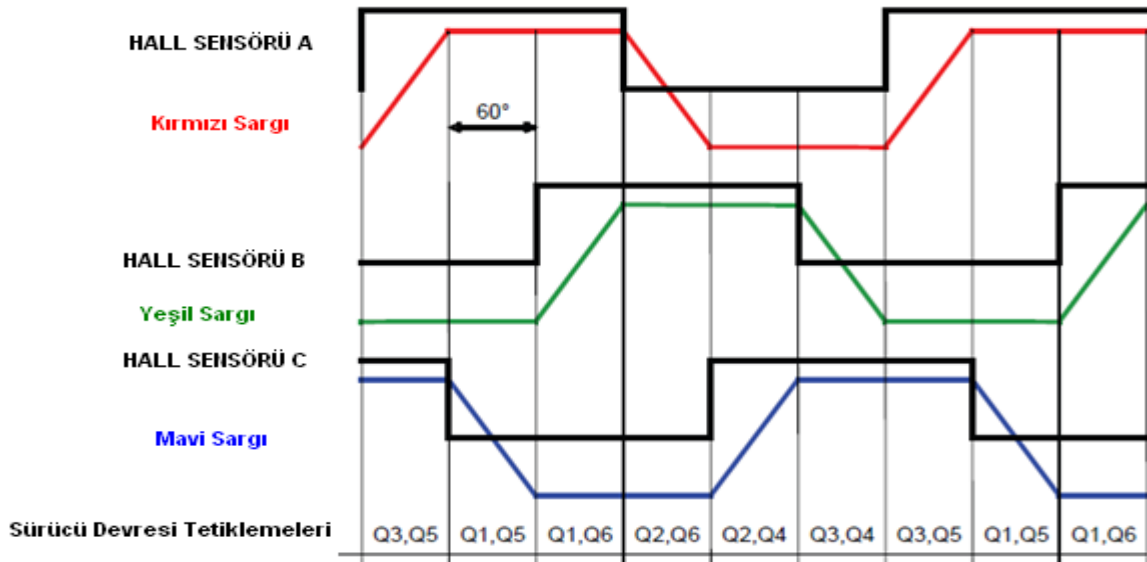
Hall sensörleri motorun durağan kısmına gömülmüştür. Sensörlerin statora gömülmesi oldukça zor bir işlemdir. Sensörlerin rotor mıknatıslarına göre herhangi bir şekilde yanlış ayarlanması rotor konumuna dair yanlış bilgiler üretilmesi sonucunu doğurur. Bazı motorlarda ise hall sensörlerinin statora yerleştirme işlemini kolaylaştırmak için sensör mıknatısları, ana rotor mıknatıslarına ek olarak rotorda bulunur. Bu durumda da rotor döndüğünde sensör mıknatısları da rotor mıknatısları ile aynı etkiyi yaparlar. Genel olarak hall sensörleri bir kart üzerine yerleştirilir ve milin dışarıya mekanik enerji vermeyen kısmını çevreleyip kapatan kısma yerleştirilir. Bu, kullanıcıya en iyi performansı elde edebilmesi için sensörü rotor mıknatıslarına göre ayarlama imkanı tanır.

Şekil 6.65' te fırçasız DC motor sürücü devresi görülmektedir.



Şekil 6.65 Fırçasız DC motor sürücü devresi

Şekil 6.65' te görülen sürücü devresine ait hall sensör çıkışları ve faz sargılarında endüklenen ters emk dalgaları şekil 6.66' da gösterilmiştir.



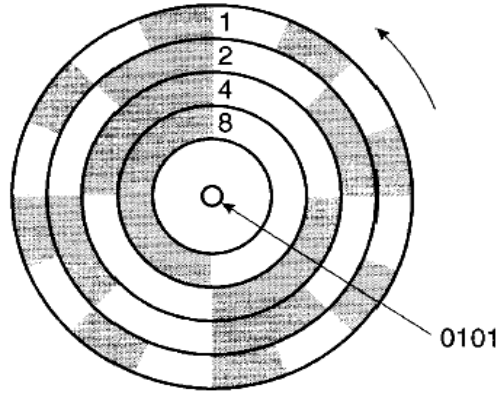
Şekil 6.66 Fırçasız DC motor kontrolü için hall sensörü çıkışları ve ters emk dalgaları (Freescall, 2006)

6.2.3.2.2 Optik Enkoder

Enkoderlar temelde mutlak(absolute) ve artımlı(incremental) olmak üzere iki tiptir. Mutlak enkoderlar her bir pozisyon için belli bir kod üretirler, artımlı enkoderlar ise göreceli konum bilgisi sağlarlar, konum bilgisi daima bir başlangıç noktasını referans alır. Sabit mıknatıslı senkron motorun kontrolü için sürekli olarak yüksek doğrulukta konum bilgisine ihtiyaç vardır. Pozisyon enkoderleri optik tip veya çözücü tipte olabilirler.

Optik enkoderlerde rotor konumuna ilişkin sayısal bilgi bir ışık demetini geçiren ya da engelleyen kodlanmış bir disk üzerinden elde edilir. Işık demeti genellikle bir LED tarafından

üretir ve bir foto-transistör tarafından algılanır. Şekil 6.67’ de binary kodlu eşmerkezli halkalardan oluşan ve her halka için bir ışık demeti içeren binary kodlu disk görülmektedir.

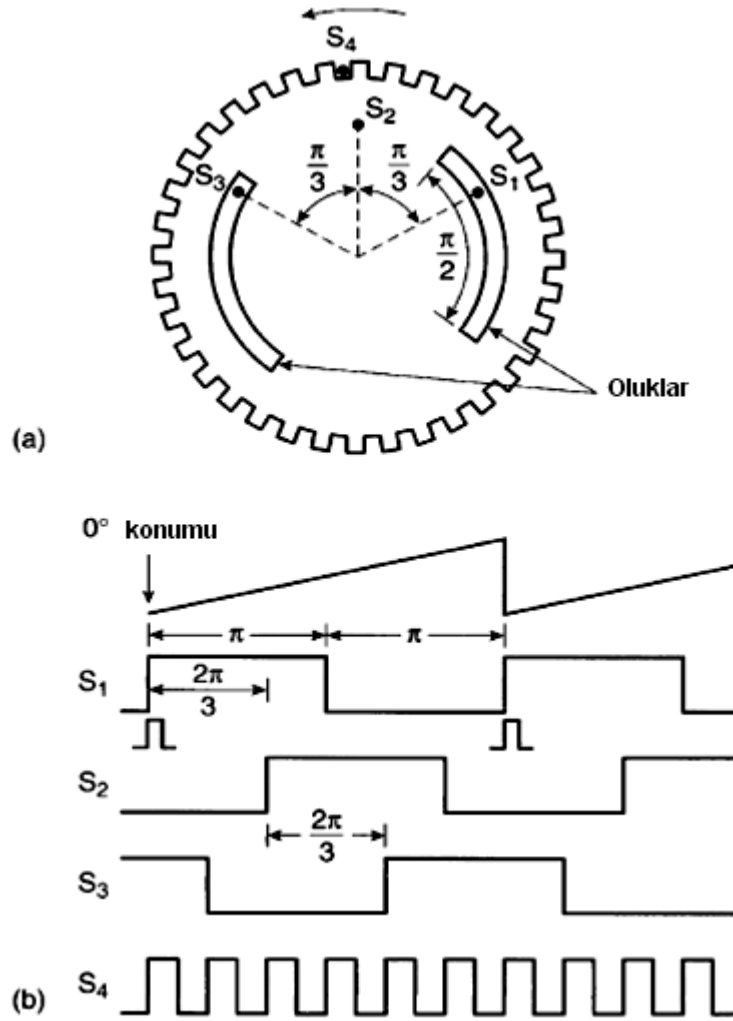


Şekil 6.67 Binary kodlu disk (Bose, 2002)

Gölgeli bölge ışığı geçirir ve dijital olarak 1’ e karşılık gelir. Dört halkalı bir disk 0101 çıkışını verdiğinde o konumdaki desimal çıkış 5’ tir. Disk $2^4 = 16$ saydıktan sonra tekrar ilk konumuna döner yani mekanik açı çözünürlüğü $360/16 = 22.5^\circ$ tir. Bu, dört kutuplu bir motor için 45° elektriksel açı çözünürlüğü demektir. Doğal binary kodlamada bit değerleri anlık olarak değişebilir ve bu da problemlere yol açar. Bunu aşmak için bir geçişte sadece bir bitin değiştiği grey-kodlu diskler geliştirilmiştir.

Optik enkoderin bir başka çeşidi de şekilde görülen oluklu (kodlu) disklerdir. Şekil 6.68’ deki enkoder dört kutuplu makine için tasarlanmıştır. Diskin dış yüzeyinde çok sayıda oluk vardır, iç kısımda ise 90° ’ lik iki oluk vardır. Burada 4 adet optik sensör vardır. S_4 dış yüzeye yerleştirilmiş S_1, S_2, S_3 60° ’ lik aralıklarla iç yüzeye yerleştirilmiştir. Burada bir sensör, bir LED ve bir foto-transistör ile tanımlanmıştır. Sensör oluk içerisindeyken lojik 1 sinyali üretilir. S_1, S_2, S_3 sensörleri 120° faz farklı kare dalgalar üretirler, S_4 ise yüksek frekanslı bir darbe zinciri üretir.

Dört kutuplu bir makinede rotor konumunu tespit edebilmek için, sadece S_1 ve S_4 sensörleri göz önünde bulundurularak, S_1 sensörünün rotorun tam 0(sıfır) konumunda hizalandığını düşünülmüştür. S_1 dalgasının başlangıç anındaki bir darbe ile S_4 tarafından üretilen darbeleri sayan sayıcı tetiklenir. Sayıcı çıkışı (şekil b’ de görülmektedir) 360 elektriksel dereceli periyoda sahiptir ve bu, rotor konumu açısını verir. Eğer disk dışındaki oluk sayısı 720 olursa, elektriksel açı cinsinden çözünürlük 1° olur.



Şekil 6.68 a) Dört kutuplu bir makine için oluklu disk b) Enkoder dalgaları (Bose, 2002)

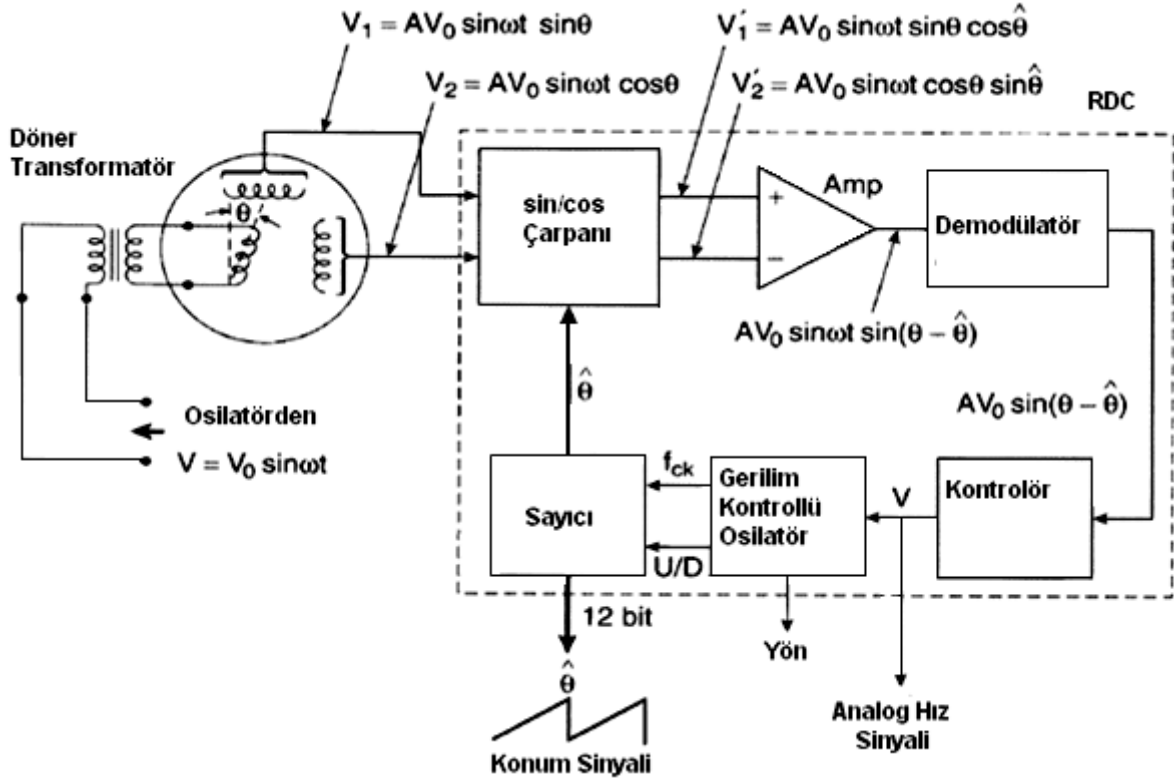
6.2.3.2.3 Analog Çözücü

Rotor konum bilgisinin elde edilmesi için diğer bir yöntem de dekoderli analog çözücü kullanmaktır. Bu pozisyon enkoderi mekaniktir ve bu yüzden daha sağlamdır. Şekil 6.69'da da görüldüğü gibi dekoderli analog çözücü, analog çözücü ve çözücü-digital dönüştürücü(RDC) olmak üzere iki kısımdan oluşur. Analog çözücü temel olarak rotora yerleştirilmiş alan sargıları tarafından uyarılan iki fazlı bir makinadır. Uyarma sargıları birkaç kHz frekanslı bir taşıyıcı dalga tarafından beslenir. Çözücü fırçasızdır çünkü rotor sargıları, primeri bir osilatörden beslenen döner transformatör tarafından beslenir. Çözücünün stator sargıları aşağıdaki genlik modülasyonlarına sahip çıkışlar verir.

$$V_1 = AV_0 \sin \omega t \sin \theta \quad (6.196)$$

$$V_2 = AV_0 \sin \omega t \cos \theta \quad (6.197)$$

Burada ω osilatör frekansını, V_0 osilatör gerilimini, A transformör primeri ve çıkış sargıları arasındaki efektif dönüştürme oranını, θ rotor uyarma sargısının elektriksel yönlendirme açısını göstermektedir.



Şekil 6.69 Çözücü-dijital dönüştürücülü analog çözücü (Bose, 2002)

Şekilden de görüldüğü gibi, örneğin $\theta=0$ için yatay stator sargısı bağlantısı kesilecek, dikey sargı ise maksimum kuplaj sayesinde maksimum gerilim çıkışı verecektir. Analog çıkış sinyalleri doğrudan kullanılabileceği gibi bir çözücü-dijital dönüştürücü (RDC) aracılığıyla dijital sinyaller de elde edilebilir. Yüksek hassasiyetli sin/cos çoklayıcı (multiplier), $\cos \hat{\theta}$ ve $\sin \hat{\theta}$ ile giriş sinyallerini çoğaltır. $\hat{\theta}$ yukarı/aşağı sayıcı tarafından üretilen tahmin edilen konum sinyalidir. V'_1 ve V'_2 çıkış sinyalleri hata amplifikatörüne gelir ve bunun çıkışında da $AV_0 \sin \omega t \cdot \sin(\theta - \hat{\theta})$ çıkışı elde edilir. Faz duyarlı demodülatör bu sinyali $AV_0 \sin(\theta - \hat{\theta})$ ye dönüştürür. Bu sinyal bir integral tip kontrolör, gerilim kontrollü osilatör ve yukarı/aşağı sayıcıdan geçerek çıkışta tahmin edilen $\hat{\theta}$ sinyali elde edilir. Sürekli halde, kontrolördeki integrasyon sayesinde izleme hatası sıfır olacak ve çıkışta doğru konum bilgisi elde edilecektir. Gerilim kontrollü osilatör girişi V , analog bipolar hız sinyalidir. V 'nin polaritesi yön sinyalini verir. “Yukarı” sayımı pozitif yönde bir dönüşü belirtirken “aşağı” sayımı ters yönde dönüş anlamına gelir. Çözücü sistem optik enkodera göre daha maliyetli bir sistemdir.

Simulasyonda kullanılan motor parametreleri aşağıda verilmiştir.

$$P = 2.2 \text{ kW}$$

$$2p = 12$$

$$L_d = 6,324.10^{-6} \text{ H}$$

$$L_q = 10,1 \times 10^{-6} \text{ H}$$

$$J = 18,2.10^{-3} \text{ kgm}^2$$

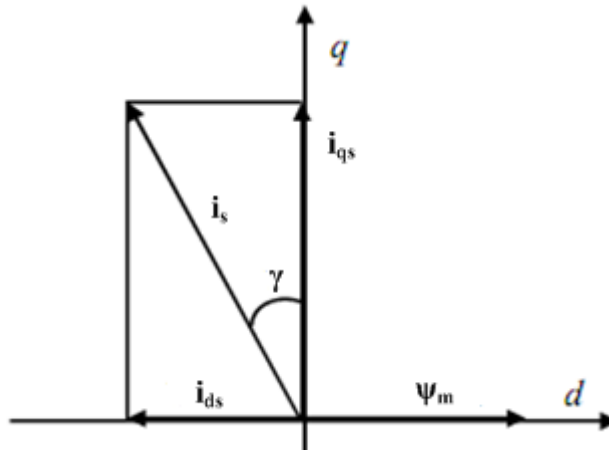
$$B_m = 2,28.10^{-3} \text{ Nms/rad}$$

Simulasyonda motor için kullanılan mekanik modelin matematiksel ifadesi denklem 6.1' de verilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (T_e - B\omega_r - T_L) \quad (7.1)$$

7.1 Amper Başına Maksimum Moment Kontrolünün Modellenmesi

Gerçekleştirilen simülasyonda gerek q gerek d eksen akımlarından maksimum istifade ederek maksimum moment çıkışı alınmasını sağlayan amper başına maksimum moment kontrolü (MTPAC) yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem ile elde edilmek istenen moment mümkün olan minimum akımla elde edileceği için bakır kaybı da mümkün olan en düşük seviyeye indirilmiş olur. Şekil 7.3' te dq eksen takımında akım fazör diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 7.3 dq eksen takımında akım fazör diyagramı

Şekil 7.3' ten aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$i_{ds} = -i_s \sin \gamma \quad (7.2)$$

$$i_{qs} = i_s \cos \gamma \quad (7.3)$$

7.2 ve 7.3 eşitlikleri ile elektromanyetik moment ifadesi yeniden düzenlenir.

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_s \cos \gamma + \frac{1}{2} (L_q - L_d) i_s^2 \sin 2\gamma] \quad (7.4)$$

Moment ifadesinin γ açısına göre türevi alınarak, momentin maksimum olduğu nokta bulunur.

$$\frac{dT_e}{d\gamma} = 0 \quad (7.5)$$

Türev işleminin sonucunda d eksen ve q eksen akımları aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$i_{ds} = \frac{\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_q - L_d)^2 |i_s|^2}}{4(L_q - L_d)} \quad (7.6)$$

$$i_{qs} = \sqrt{|i_s|^2 - i_{ds}^2} \quad (7.7)$$

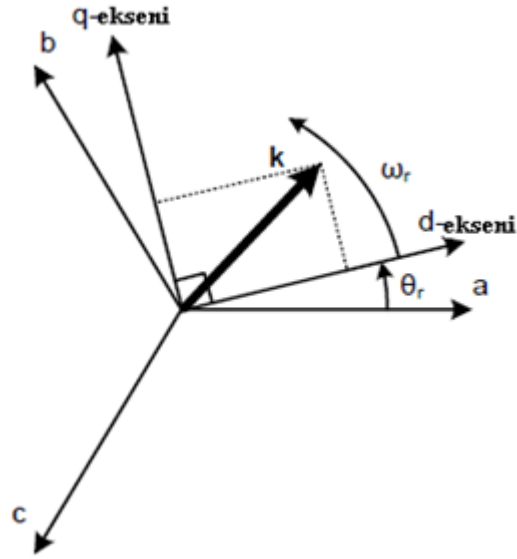
7.2 Simülasyonda Kullanılan Diğer Bloklar ve Dönüşüm Matrisleri

Simülasyonda uzay vektör modülasyonu kullanılmıştır. Bu işlem için gerekli olan durağan α - β eksen ile dönen d-q eksen takımı ifadeleri arasındaki dönüşüm aşağıdaki matris kullanılarak elde edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

$$\begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

Motora uygulanan a-b-c gerilim bileşenlerinden elektromanyetik moment ifadesindeki d ve q eksen akımlarını tespit edebilmek için de aşağıdaki dönüşümler uygulanır.

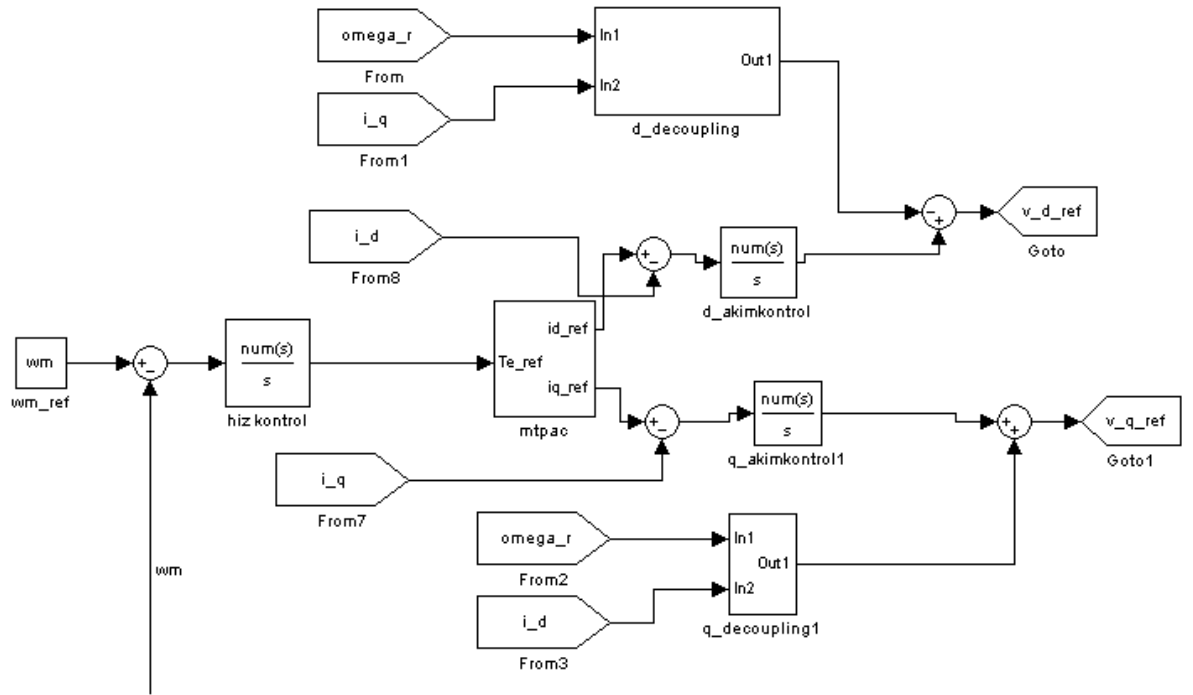


Şekil 7.4 Rotorda tanımlı d-q eksen takımı

$$\begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} \quad (7.10)$$

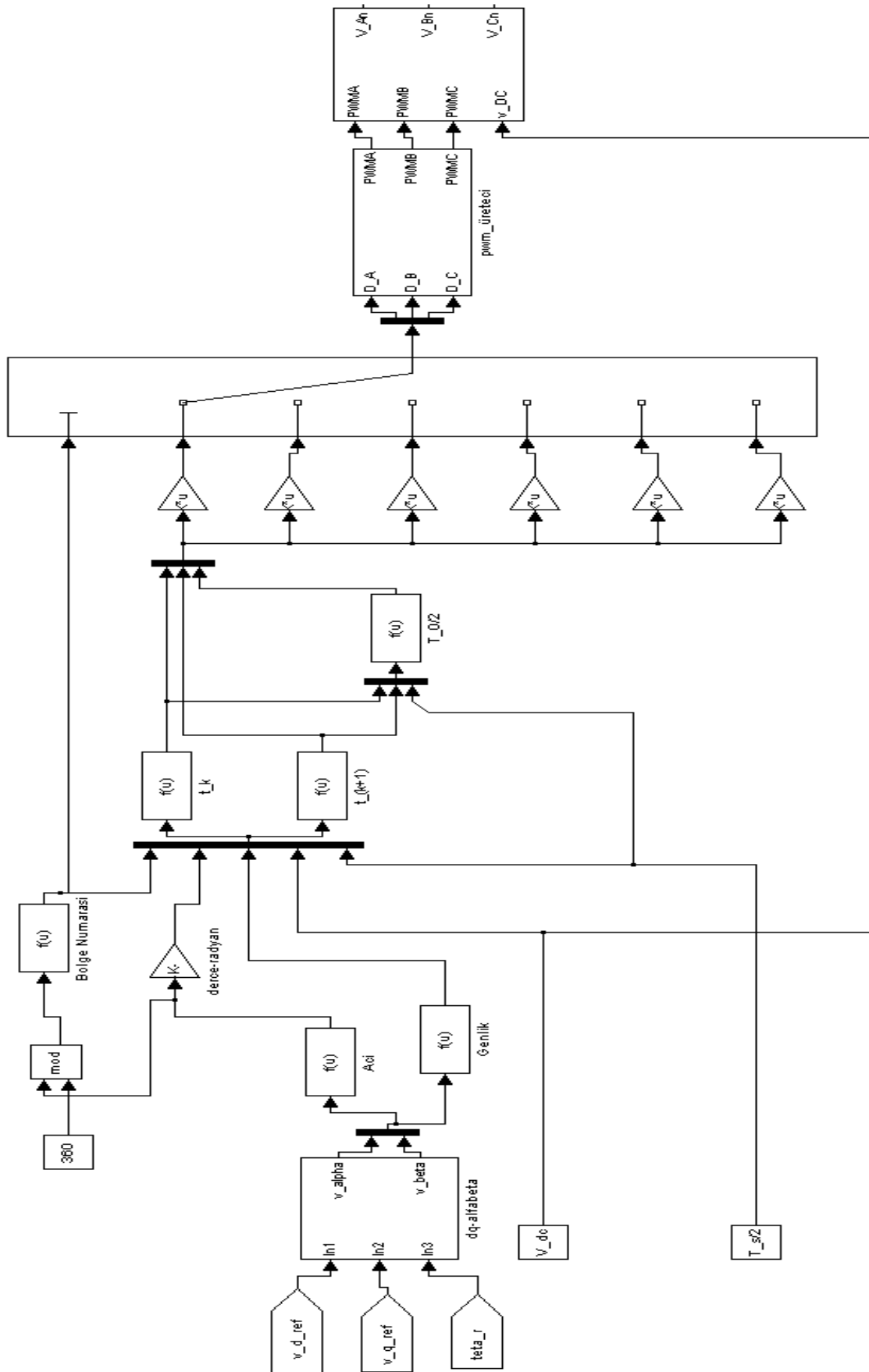
$$\begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix} \quad (7.11)$$

Şekil 7.5' te gerçekleştirilen simülasyonun hız ve akım kontrolörleri ile d ve q eksen referans gerilimlerinin elde edildiği kısmı gösterilmiştir.



Şekil 7.5 Simülasyon kontrolör kısımları

Şekil 7.6' da gerçekleştirilen simülasyonun uzay vektör modülasyonu kısmı gösterilmiştir.



Şekil 7.6 Simülasyonun uzay vektör modülasyonu kısmı

7.3 Simülasyon Sonuçları

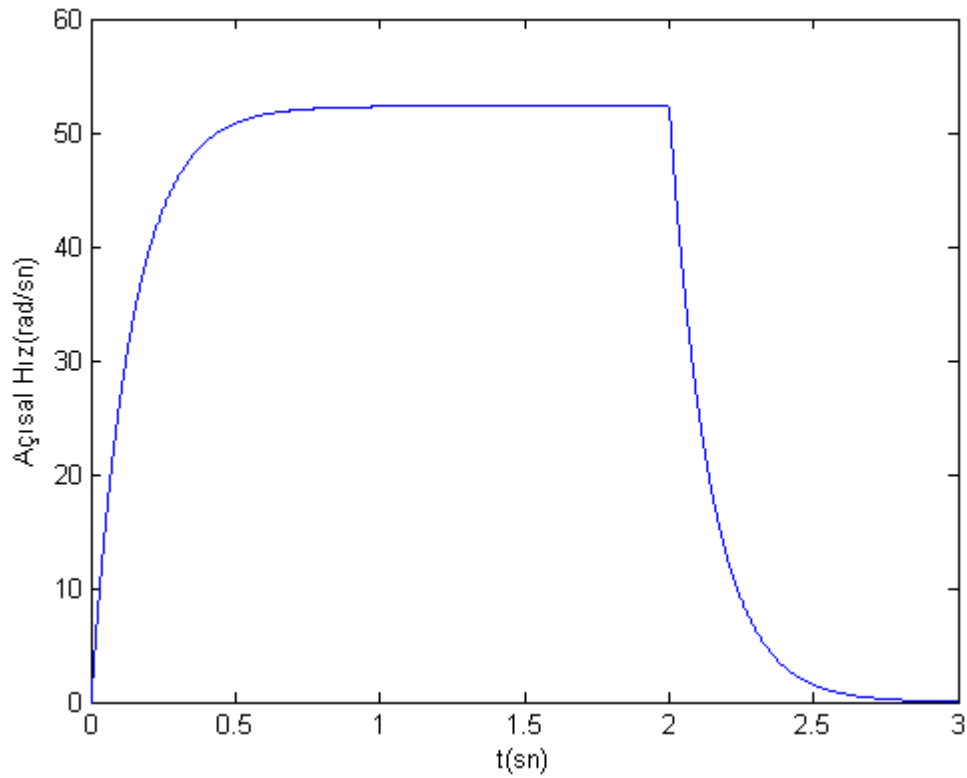
Simülasyonu gerçekleştirilen yapı bir araçta kullanılmak üzere seçilmiştir. Araç tekerleklerinin yarıçapı 0.224 m' dir. Dolayısıyla araç tekerleği çevresi,

$$\Ç = 2.\pi.0.224 = 1.407 \text{ m}$$

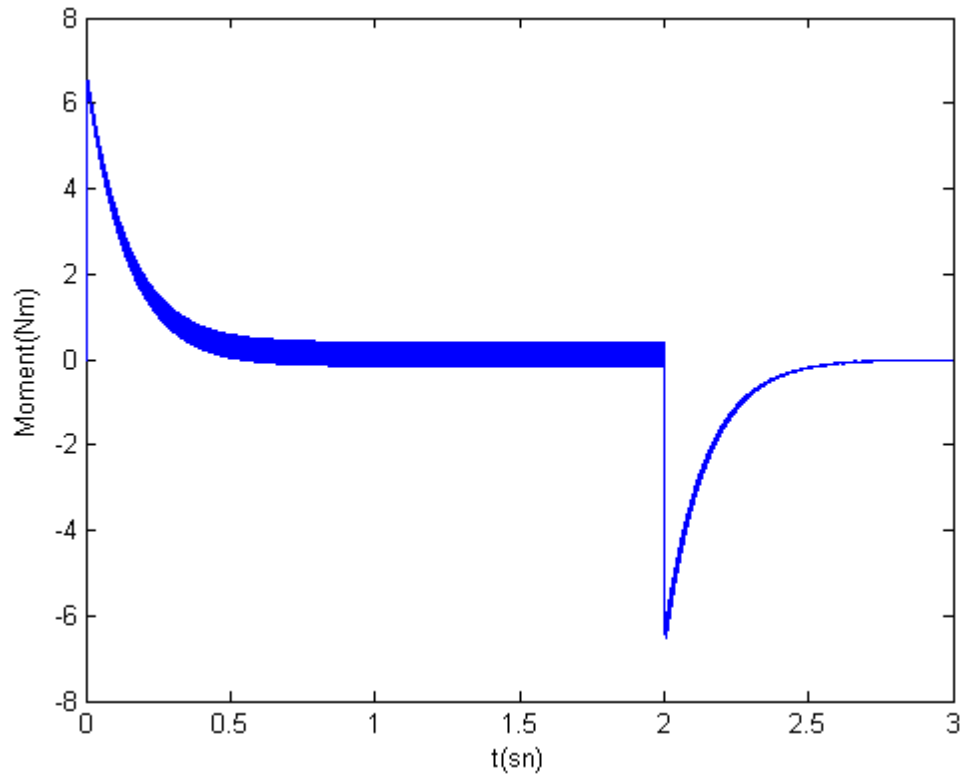
olarak elde edilir.

Ayrıca araçta 1:4 oranında bir dişli kullanılmıştır. Bu şekilde motordan elde edilen momentin tekerleklerdeki değeri arttırılmıştır.

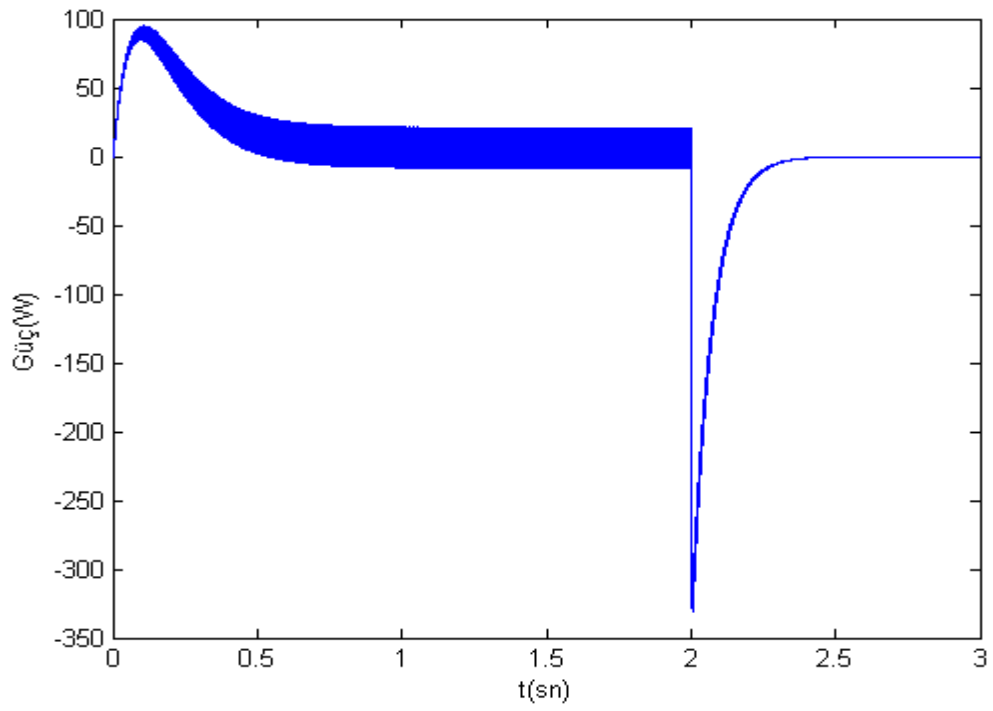
Aşağıdaki şekillerde motora dair 3 saniyelik simülasyon sonuçları verilmiştir. Bu sonuçlarda ilk saniyede araç hızlanmakta, ikinci saniye içinde araç eğimsiz bir yolda seyretmekte, üçüncü saniye içerisinde ise araç tekrar durmaktadır. Araç hızının sıfıra düştüğü üçüncü saniye içerisinde frenleme sadece elektriksel olarak yapılmıştır.



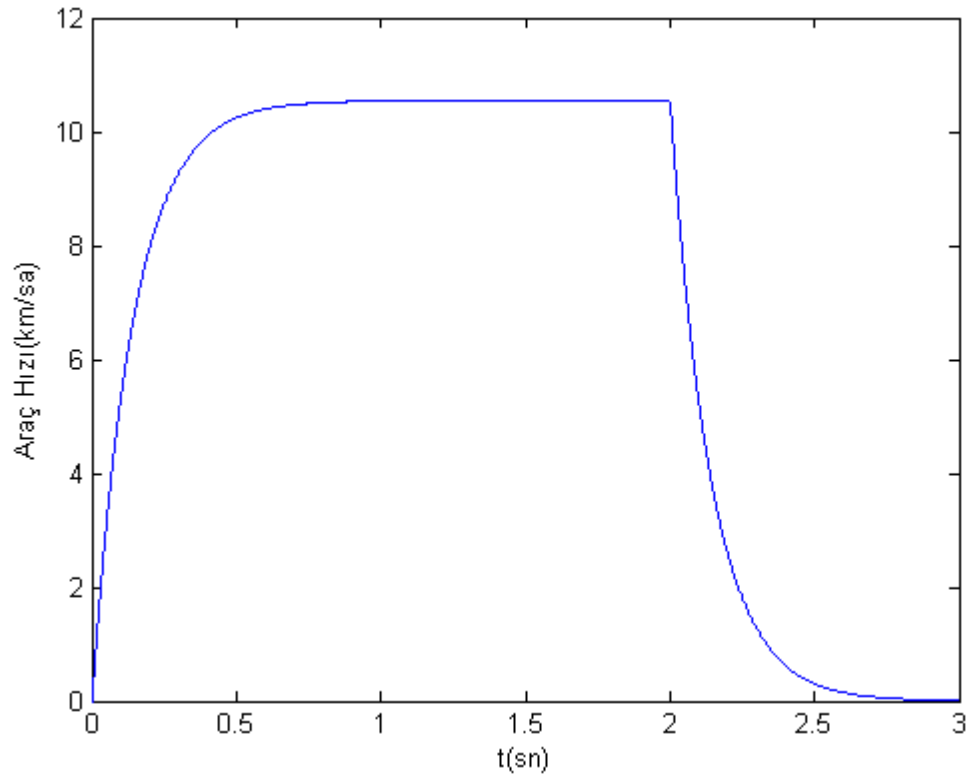
Şekil 7.7 Motor açısal hızı değişimi



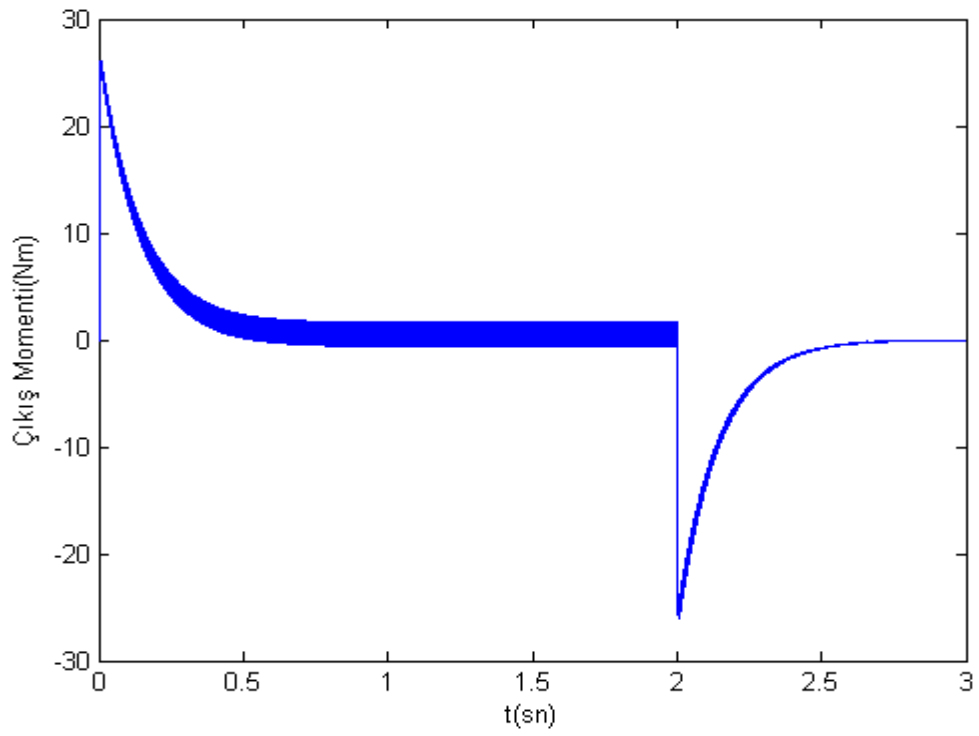
Şekil 7.8 Motor momenti değişimi



Şekil 7.9 Motor gücü değişimi

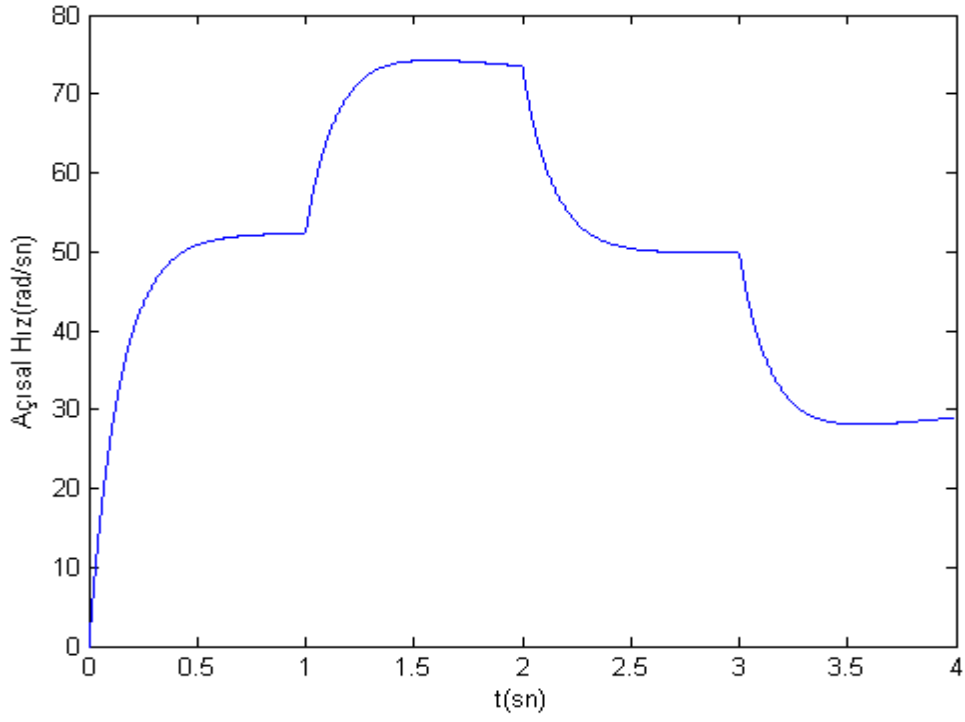


Şekil 7.10 Araç hızı değişimi

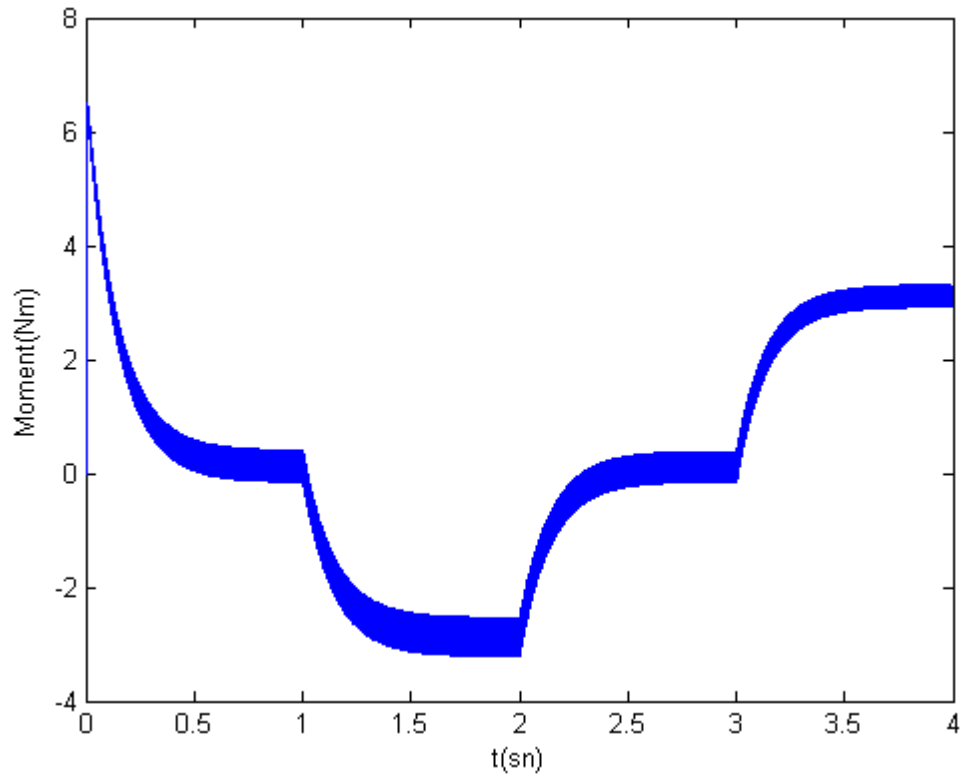


Şekil 7.11 Tekerleklere uygulanan momentin değişimi

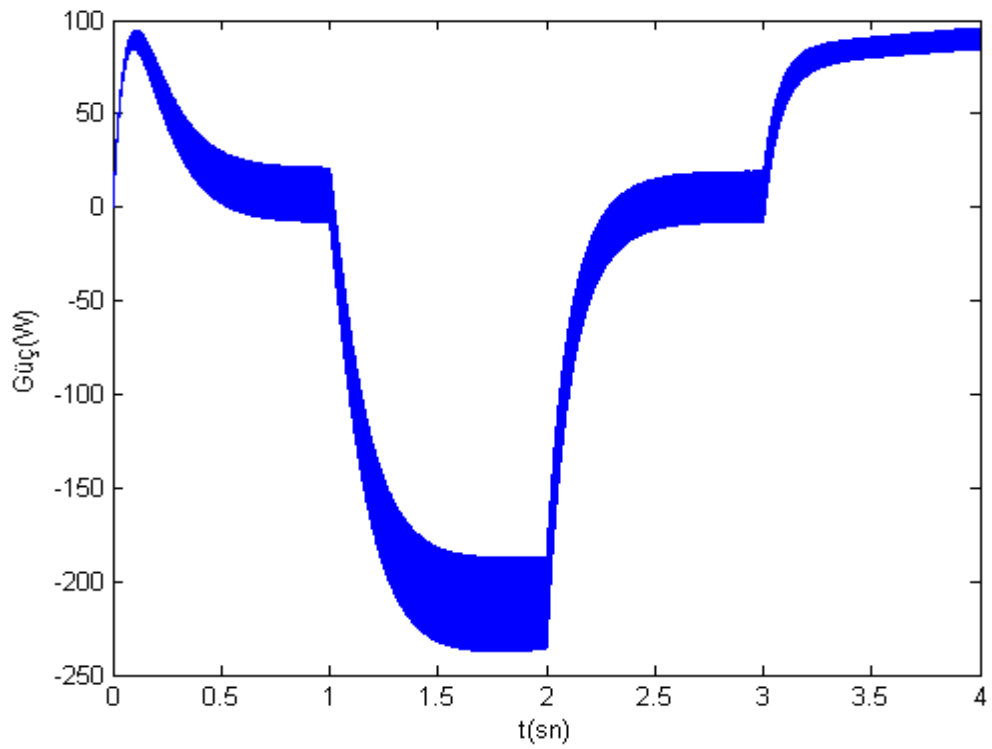
Aşağıda yer alan dört saniyelik sonuçlarda ise araç ilk saniye içerisinde eğimsiz yolda kalkış yapmaktadır. Simülasyonda eğimsiz yol, yük momenti değeri sıfır alınarak simüle edilmiştir. İkinci saniye içerisinde ise araç yokuş aşağı gitmekte, üçüncü saniye içerisinde tekrar eğimsiz yola girmekte ve son saniye içinde de yokuş yukarı tırmanmaktadır. Burada redüktör oranı 1:3 olarak alınmıştır.



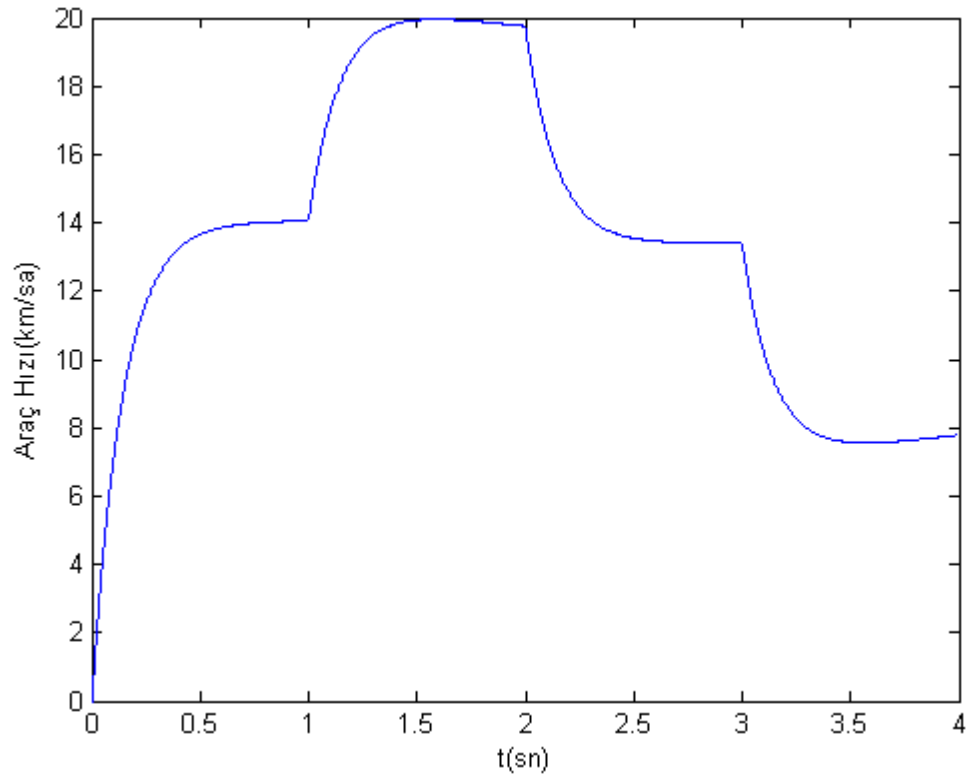
Şekil 7.12 Farklı yol koşullarında motor açısal hızı değişimi



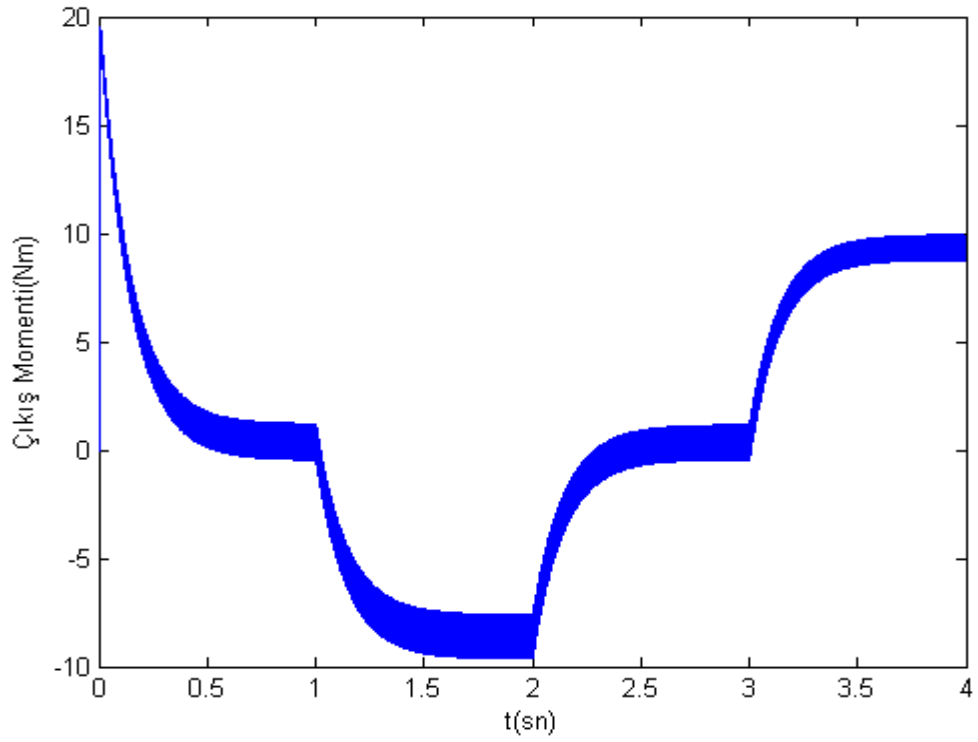
Şekil 7.13 Farklı yol koşullarında motor momentinin değişimi



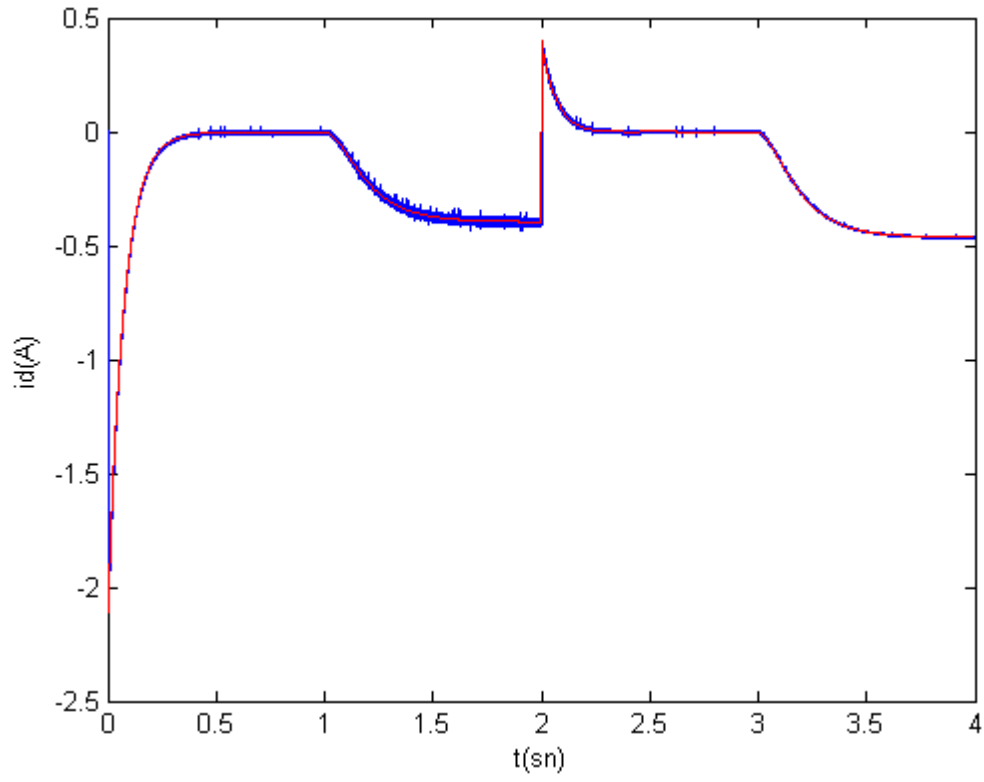
Şekil 7.14 Farklı yol koşullarında motor gücünün değişimi



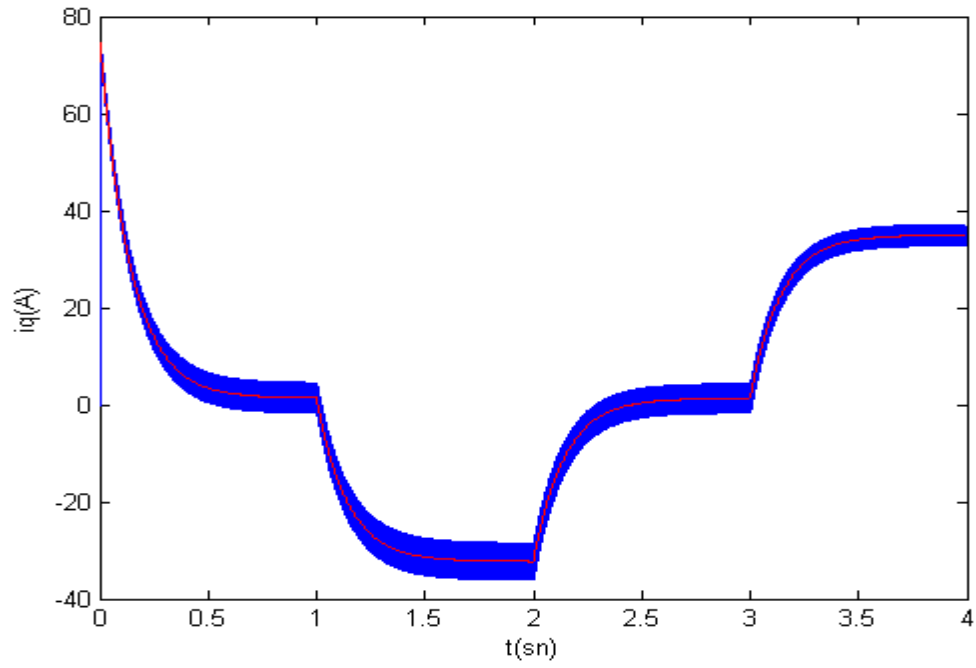
Şekil 7.15 Farklı yol koşullarında araç hızının değişimi



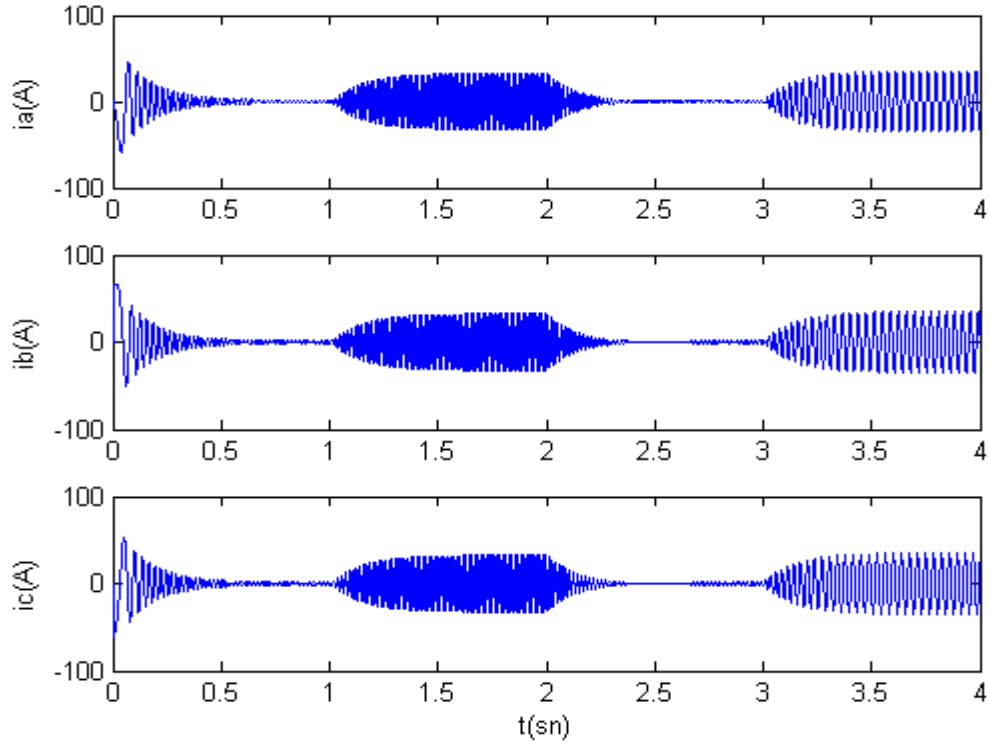
Şekil 7.16 Farklı yol koşullarında tekerleklere uygulanan momentin değişimi



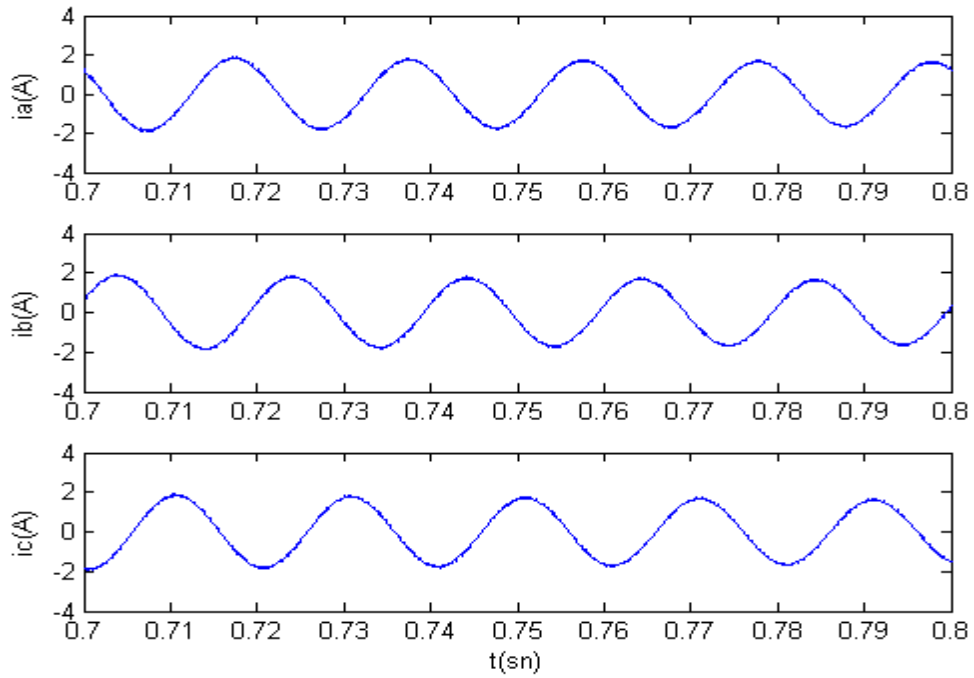
Şekil 7.17 Farklı yol koşullarında i_d akımı referansı ve motora verilen i_d akımının ortalama değeri



Şekil 7.18 Farklı yol koşullarında i_q akımı referansı ve motora verilen i_q akımı değeri



Şekil 7.19 Farklı yol koşullarında motora uygulanan faz akımları değişimleri



Şekil 7.20 Farklı yol koşullarında motora uygulanan faz akımlarının 0.7-0.8 sn. arasındaki değişimleri

8. SONUÇLAR

Hibrit elektrikli araçlar günümüzde kullanım oranı gittikçe artan araçlardır. Yakın gelecekte hibrit elektrikli araçların, gerek çevresel ve ekonomik koşullar gerekse de ülkelerin petrole olan bağımlılıklarını azaltmak için bu teknolojiyi teşvik edecek olmalarından dolayı çok daha yaygın şekilde kullanılacağı tahmin edilmektedir.

Elektrikli araçların en önemli bileşenlerinden olan cer motorları içerisinde de yüksek performansı ve yüksek verimi nedeniyle sabit mıknatıslı motorlar öne çıkmaktadır. Günümüzde, araç üreticileri tarafından asenkron motorlarla beraber en çok tercih edilen sabit mıknatıslı motorların, enerjiyi; asenkron motorlara göre daha verimli kullanmalarından dolayı bir adım önde oldukları söylenebilir. Hibrit elektrikli araçların ticari olarak üretilmeleri noktasında bir ilk olan Toyota Prius' un da son modellerinde sabit mıknatıslı senkron motor kullanılması bunun bir işaretidir.

Bu çalışmada, önce elektrikli araçların tarihsel gelişimi verilmiş, ardından aracın mekanik sistemi hem araç yapısı hem de yol koşulları dikkate alınarak matematiksel analizler aracılığıyla açıklanmıştır. Bu kapsamda elektrik motorları ile içten yanmalı motorların temel özellikleri verilerek karşılaştırmaları yapılmıştır.

Sonraki bölümlerde farklı yapısal özelliklere sahip hibrit elektrikli araçlar incelenmiş ve bu araçların birbirleriyle kıyaslaması yapılmıştır. Burada optimum çözümün küçük güçlü bir generatör kullanan paralel yapı olduğu söylenebilir. Çünkü paralel hibrit araçların toplam enerji verimi yüksektir ve eklenen küçük güçlü elektrik makinası içten yanmalı motorun, yakıt tüketiminin daha az olduğu bölgede çalışmasını sağlamaktadır.

Hibrit elektrikli araçları oluşturan tüm temel bileşenler detaylı şekilde incelenmiştir. Batarya ile elektrik motor sürücüsü arasında görev yapacak olan DC-DC dönüştürücülerle ilgili olarak farklı yapılar değerlendirilmiştir. Araçta rejeneratif frenleme ile bataryanın şarj edilebilmesi için çift yönlü enerji akışının sağlanması gerekmektedir. Bunun için iki tane dönüştürücü kullanmak hem maliyeti hem de araç ağırlığını arttıracak için dönüştürücünün çift yönlü çalışması gerekmektedir. İncelenen çift yönlü dönüştürücülerin içerisinde de maliyet artışına karşın, güvenlik açısından en uygun yapının izolasyonlu bir dönüştürücü olduğu sonucuna varılmıştır.

Elektrik motorundan elde edilecek performans motorun kendi özelliklerine bağlı olduğu gibi aynı zamanda motor sürmesi için kullanılan invertere ve bu inverter için kullanılan kontrol tekniğine bağlıdır. Bu çalışmada motor sürülmesinde kullanılacak olan inverterler için de

detaylı bir inceleme yapılmıştır. Kare dalga, sinusoidal PWM ve uzay vektör modülasyonu yöntemleri incelenmiş ve bunların kıyaslaması yapılmıştır. Cer motorundan geniş bir hız aralığında çalışma beklenen taşıt uygulamaları için, alan zayıflatma bölgesinde çalışabilmek çok önemlidir. Bunun sağlanabilmesi için de inverterin girişindeki gerilim değerinin çıkışa ne ölçüde düşürülerek aktarılacağı önem kazanmaktadır. Alan zayıflatma bölgesinde geniş bir hız aralığı arzu edildiği için inverter çıkışındaki gerilim değerinin yüksek olması istenir. Bu nedenle inverterde sinusoidal PWM ve kare dalga çalışmanın beraber kullanılabileceği ya da buna alternatif olarak uzay vektör modülasyonun kullanılabileceği sonucuna varılmıştır.

Elektrikli araçlarda kullanılabilecek olan elektrik motorları incelenmiştir. Özellikle sabit mıknatıslı motorlar çok detaylı bir şekilde ele alınmıştır. Kompakt yapısı, asenkron motora göre daha yüksek verime sahip olması, fırçasız DC motorlara göre momentteki titreşimin az olması ve yapısal özelliği nedeniyle daha geniş bir hız aralığında çalışmaya imkan sağlaması nedeniyle yapılması amaçlanan simülasyon için sabit mıknatıslı senkron motor tercih edilmiştir ve bir sabit mıknatıslı senkron motor kontrolü için simülasyon gerçekleştirilmiştir.

Simülasyonda bir araçta kullanılmak üzere seçilen sabit mıknatıslı senkron motorun farklı yol durumlarında hız, moment, güç, d-q akımları değişimleri incelenmiştir. İnverter için uzay vektör modülasyonu kullanılmış; motor, amper başına maksimum moment yöntemiyle kontrol edilmiştir. Aracın eğimsiz yolda gidişi sıfır yük momenti ile, yokuş aşağı gidişi -3 Nm yük momenti ile, yokuş yukarı çıkışı +3 Nm yük momenti ile temsil edilmiştir.

Yapılan simülasyon çalışması neticesinde motoru besleyen q eksenini akımının momenti oluşturan temel bileşen olduğu ve momentin polaritesini belirlediği, araç yokuş aşağı giderken de rejeneratif frenlemeye imkan sağladığı görülmüştür. d eksenini akımının momentin polaritesine bakılmaksızın sürekli halde daima negatif bir değer aldığı, gömülü mıknatıslı bir motordan beklendiği gibi özellikle ani moment ihtiyacı olan durumlarda relüktans momenti oluşturduğu ve dolayısıyla gerekli momentin üretilmesi için yardımcı olduğu görülmüştür. d eksenini akımı yokuş tırmanırken negatif olduğu gibi yokuş aşağı inerken de negatif bir değer olarak rejeneratif çalışmaya olanak sağlamıştır.

Yakıt pilli araçların maliyeti makul seviyelere inene kadar elektrikli araç pazarına hibrit elektrikli araçlar hakim olacaktır. Araçta enerjinin verimli kullanılması çok önemli bir konudur. Elektrik motorundan elde edilecek performansın yanı sıra enerjinin verimli kullanılabilmesi için de kullanılacak motor kontrol stratejisi çok önemlidir. Simulasyonda kullanılan maksimum moment/amper oranıyla kontrol yöntemi ile enerjinin en verimli şekilde kullanılması amaçlanmıştır. Cer motoru kontrolü için maksimum moment/amper oranıyla

kontrol yöntemi dışında farklı yöntemlerle de vektör kontrol sağlanabileceği gibi; motor, yüksek dinamik performans sağlayan doğrudan moment kontrolü yöntemi ile de kontrol edilebilir.

KAYNAKLAR

- Adam, A.A.(2007), Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanması ve Gürültünün Azaltılması, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Bakan, A.F.(2002), Asenkron Motorda Doğrudan Tork Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Bal, G.(2006), Özel Elektrik Makinaları, Seçkin Yayıncılık, Ankara.
- Bodur, H.(2007), “DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri” Lisansüstü Ders Notları, YTÜ.
- Bose, B.K. (1988), “A High Performance Inverter-Fed Drive System of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine”, IEEE Transactions On Industrial Applications, 24(6):987-997.
- Bose, B.K. (2002), Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, New Jersey.
- Chan, C.C., Chau, K.T. (2001), Modern Electric Vehicle Technology, Oxford University Press, Oxford.
- Chan, C.C. (2007), “The State of the Art of Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles”, Proceedings of the IEEE, 95(4):704-718.
- Dhameja, S. (2002), Electric Vehicle Battery Systems, Newnes, Boston.
- Ehsani, M., Gao, Y., Gay, S.E. ve Emadi, A. (2005), Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles, CRC Press, New York.
- Ehsani, M., Gao., Y. ve Miller, J.M.(2007), “Hybrid Electric Vehicles: Architecture and Motor Drives”, Proceedings of the IEEE, 95(4):719-728.
- Emadi, A., Ehsani, E. ve Miller, J.M. (2004), Vehicular Electric Power Systems Land, Sea, Air and Space Vehicles, Marcel Dekker, New York.
- Freescale Semiconductor, (2006), “BLDC Motor with Hall Sensors and Speed Closed Loop, Driven by e TPU on MPC 5554”, Freescale Application Note Literature Number: 3006
- Friedrich, G. Ve Kant, M. (1998), “Choice of Drives for Electric Vehicles:a Comparison Between Two Permanent Magnet AC Machines”, Proceedings of the IEEE-Elect. Power Appl., 145(3):247-252.
- Garcia, O., Flores, L.A., Oliver, J.A., Cobos, J.A. ve Pena, J.(2005), “Bi-directional DC-DC Converter For Hybrid Vehicles”, Power Electronics Specialists Conference, 16 June 2005.
- Guzella, L. Ve Sciarretta, A. (2005), Vehicle Propulsion Systems, Springer, Berlin.
- Haddoun, A., Benbouzid M.E.H., Diallo, D., Abdessemed., R., Ghouili, J. ve Srairi, K.(2007), “A Loss Minimization DTC Scheme for EV Induction Motors”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 56(1):81-88.
- Honda, Y., Nakamura, T., Higaki T. ve Takeda, Y. (1997), “Motor Design Considerations and Test Results of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles”, Industry Applications Conference, 5-9 Oct. 1997, LA.
- Husain, İ. (2003), Electric and Hybrid Vehicles Design Fundamentals, CRC press, New York.
- Irwin, D.J. (2000), Control of Induction Motors, Academic Press, San Diego.
- Jahns, T.M. ve Blasko, V. (2001), “Recent Advances in Power Electronics Technology for Industrial and Traction Machine Drives”, Proceedings of the IEEE, 89(6):963-975.

- Joshi, R.P. ve Desmukh, A.P. (2006), "Hybrid Electric Vehicles:The Next Generation Automobile Revolution", Electric and Hybrid Vehicles Conference, 18-20 Dec. 2006, Tennessee.
- Krishnan, R. (2001), Electric Motor Drives Modeling, Analysis and Control, Prentice Hall, New Jersey.
- Lai, J.S. ve Nelson, D.J.(2007), "Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles", Proceedings of the IEEE, 95(4):766-777.
- Larminie, J. ve Lowry, J.(2003), Electric Vehicle Technology Explained, John Wiley & Sons, West Sussex.
- Lu, S., Corzine, K.A. ve Ferdowsi, M.(2006), "High Efficiency Energy Storage System Design for Hybrid Electric Vehicle with Motor Drive Integration", Industry Applications Conference, Oct. 2006, New York.
- Mergen, A.F. ve Zorlu, S.(2006), Elektrik Makineleri 2 Asenkron Makineler, Birsen Yayınevi, İstanbul
- Mohan, N.(2001), Advanced Electric Drives: Analyses, Control and Modeling Using Simulink, Mnper, Minneapolis.
- Mohan, N., Undeland, T.M. ve Robbins, W.P.(2002), Power Electronics Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, New York.
- Microchip, (2003), "Brushless DC Motor Fundamentals", Microchip Application Note Literature Number: 885.
- Microchip, (2005), "Sinusoidal Control of PMSM Motors with dsPIC30F DSC", Microchip Application Note Literature Number: 1017.
- Microchip, (2007), "Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motors", Microchip Application Note Literature Number: 1078.
- Rashid, M.H.(2001), Power Electronics Handbook, Academic Press, New York.
- Sarioğlu, M.K., Gökaşan, M. Ve Boğosyan, S. (2005), Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- Sato,E.(2007), "Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for Hybrid Electric Vehicles", Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2:162-168
- Schofield, N., Yap, H.T. ve Bingham, C.M. (2005), "Hybrid Energy Sources for Electric and Fuel Cell Vehicle Propulsion", Vehicle Power and Propulsion Conference, 7-9 Sept. 2005, Manchester.
- Urciuoli, D.P. ve Tipton C.W. (2006), "Development of a 90 kW Bi-Directional DC-DC Converter for Power Dense Applications", Applied Power Electronics Conference, 19-23 March 2006, Adelphi.
- Ünlü, N., Karahan, Ş., Tür, O., Uçarol, H., Özsu, E., Yazar, A., Turhan, L., Akgün, F. ve Tırıs, M.(2003), Elektrikli Araçlar, Tübitak MAM, Kocaeli.
- Vas, P. (1998), Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, New York.
- Wu, B.(2006), High Power Converters and AC Drives, John Wiley and Sons, New Jersey.
- Zeraoulia, M., Benbouzid, M.E.H. ve Diallo, D.(2005), "Elecetric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study", IEEE Transactions on Vehicular

Technology, 55(6):1756-1764.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum Tarihi	01.04.1984	
Doğum Yeri	Kırklareli	
Lise	1998-2002	Kadir Has Anadolu Lisesi
Lisans	2002-2006	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2007-2009	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Çalıştığı Kurumlar

2008-Devam ediyor BEDAŞ